anno XLIV - numero 5 - maggio 1972 - L. 500 - abbonamento postale - gruppo III/70

MENSILE
DI
TECNICA
ELETTRONICA

Sede della Società

ING. S. & DR. GUIDO
BELOTTI
PIAZZA TRENTO, 8
20135 MILANO

Posta : 20135 - MILANO
Telefoni : 54.20.51 (5 linee)
(Prefisso 02) 54.33.51 (5 linee)
Telex : 32481 BELOTTI
Telegrammi: INGBELOTTI - MILANO

C.P.
GENOVA - CORSO ITALIA 40 - TEL. (010) 31.62.44 - 16146
ROMA - VIA LAZIO 6 - TEL. (06) 46.00.53/4 - 00187
NAPOLI - VIA CERVANTES 55 - TEL. (081) 32.32.79 - 80133

STRUMENTI
PER MISURE ELETTRICHE

Fig. 2 - Tester portatile

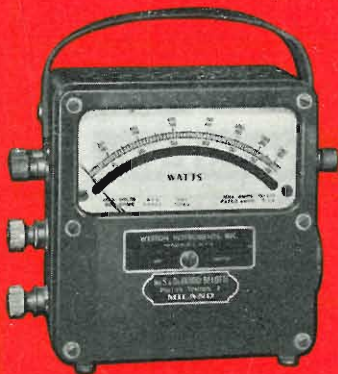



Fig. 3 - Wattmetro portatile

Fig. 4 - Contatore campione portatile

Fig. 5 - Galvanometro

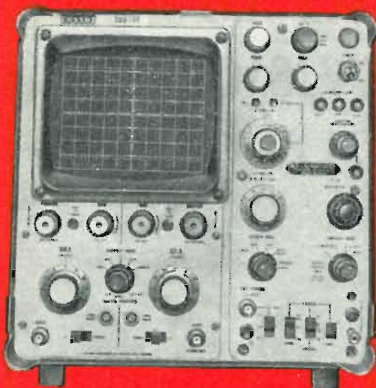



Fig. 6 - Oscilloscopio

Fig. 7 - Misuratore di isolamento tascabile

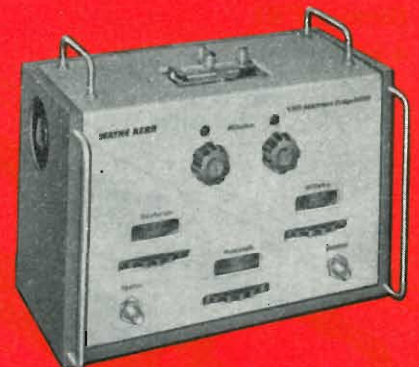



Fig. 8 - Ponte per misure d'ammettenza VHF

Fig. 9 - Misuratore di terre ad azzeramento

Fig. 10 - Ponte universale per misure di resistenze capacità, induttanze R.F.

Fig. 11 - Milliamperometro registratore

Lenco

Hi-fi stereo L 75

UN SUCCESSO EUROPEO DELL'ALTA PRECISIONE SVIZZERA

1 Piatto in lega speciale di Kg. 4 dinamicamente equilibrato.
2 Piatto in gomma speciale per attutire l'effetto «rumble»
3 Leva cambio velocità per regolazione continua: 30÷86 9/1', con riferimento fisso per velocità: 16-33-45-78.
Trazione tramite ruota rettificata ed alleggerita per evitare l'effetto «rumble» su asse motore di altissima precisione.
4 Supporto idraulico.
5 Peso antiskating.
6 Braccetto fisso per posizionamento del peso antiskating.
7 Contrappeso per equilibrare il pick-up.
8 Braccetto graduato mobile per ancoraggio del peso antiskating.
9 Supporto del braccio: movimento orizzontale su sfere, movimento verticale su asta prismatica.
10 Peso scorrevole per la regolazione d'appoggio fra 0,5÷5 gr.
11 Leva idraulica per alzare o abbassare il braccio pick-up.
12 Porta testina in lega leggera con slitta interna per applicazione di qualsiasi testina.
13 Interruttore.

Dimensioni piastra 385 x 330 mm.
Motore a 4 poli con asse conico. 110/220 V - 50 Hz.
Braccio 314 mm.
Distanza assi: Braccio-Piatto 210 mm.
Sporgenza puntina 17,1 mm.
Regolazione puntina 12 mm.
Angolazione portatestina 23° 12'.
Errore tangenza ±0,8°.
Wow e flutter ±0,11 %, (norme Din 45507) ±0,06 %.
Ronzio (testina magnetica) 60 dB.
Variazione velocità per variazione: tensione ±10 % = ±0,27 %
massima per pressione di lettura 6p = 0,3 %.

Novità LENCO 1972: giradischi, amplificatori, altoparlanti - accessori - la direzione vendite LENCO sarà lieta di inviare a richiesta cataloghi, listini e offerte. **LENCO ITALIANA S.p.A.** - 60027 Osimo (AN)

Date un passaggio all'esperienza elettronica Philips

sulla vostra auto

Accensione elettronica a scarica capacitiva C-A 08/12

Partenza a freddo notevolmente facilitata
Scintilla costante a tutti i regimi
Riduzione del consumo, dei gas nocivi e dell'assorbimento di corrente dalla batteria
Maggior durata delle candele e delle puntine
Nessun imbrattamento delle candele nell'intenso traffico urbano

Tensione di funzionamento 6,5÷16 V - Temperatura di funzionamento –30÷80°C - Numero massimo scintille al minuto con temperatura ambiente di 80°C 24.000/min. - Adatta per motori a quattro tempi a 2, 4 e 6 cilindri fino a 8000 giri/min.

Regolatori elettronici di tensione per alternatori e dinamo

Maggior durata della batteria
Tensione d'uscita stabilizzata al variare dei giri e del carico elettrico
Nessuna necessità di aggiungere acqua distillata alla batteria

Temperatura di funzionamento – 40÷+110°C - Variazione della tensione al variare del carico - 0,2 V/10 A - Coefficente termico della tensione stabilizzata - 3mV/°C.

Questi dispositivi sopportano tutte le sollecitazioni meccaniche e termiche presenti in un autoveicolo perchè hanno: semiconduttori al silicio, componenti elettronici di tipo professionale inglobati in resina epossidica, custodia in lega di alluminio pressofusa e in lamiera imbutita e passivata.

PHILIPS

Per informazioni più dettagliate:
Philips S.p.A. Sezione Elcoma C.E.
Piazza IV Novembre, 3
20124 Milano - tel. 6994

MENSILE
DI
TECNICA
ELETTRONICA

N. 5 - maggio 1972 - anno XLIV

SOMMARIO

PROPRIETA' — Editrice il Rostro S.A.S.

DIRETTORE RESPONSABILE — Alfonso Giovene

DIRETTORE TECNICO — Antonio Nicolich

CONSULENTE TECNICO — Alessandro Banfi

Associata all'USPI (Unione Stampa Periodica Italiana)

DIREZIONE - REDAZIONE - AMMINISTRAZIONE - UFFICI PUBBLICITA' — Via Monte Generoso, 6/a - 20155 - MILANO
Tel. 321542 - 322793 - C.C.P. 3/24227

Autorizz. Tribunale di Milano 9/9/1948 n. 464 del Registro - Stampa: Ediz. Tecniche - Milano - Via Baldo degli Ubaldi, 6 - Diffusione DIPRESS - C.so Lodi, 47 - Milano

EDITORIALE

di A. Nicolich

Scusi sig. tecnico elettronico italiano... com'è la sua preparazione professionale?

Nel corso di una maliziosa mini inchiesta sul sapere umano, abbiamo rivolto questa irritante domanda ad alcuni « twenty agers » appartenenti a differenti strati culturali elettronici, a coloro cioè che, male o bene, in un prossimo domani costituiranno i ruderi della nostra industria.
Ed ecco qualche risposta:
1 - « Mi sono fatto da me, e poiché tutto quel che sono non lo debbo che a me stesso, il vanto deve essermi concesso », confortante esemplare di paggio Fernando prossimo al battesimo degli speroni d'oro;
2 - « Possiedo il diploma di perito elettronico conferitomi da una belante commissione esaminatrice saggiamente tenuta sotto controllo da ben equipaggiati specialisti artificieri », lascia fondate speranze;
3 - « Sono universitario, sfrondo tutto ciò che ritengo, a mio insindacabile giudizio, inutile dai programmi di studio e, conscio della serietà della preparazione, mi presento agli esami del 10° appello », non ci sono più speranze.
I nostri tecnici si possono dunque ripartire in tre classi: autodidatti, diplomati da scuole medie industriali, laureati in discipline scientifiche. La prima classe è da dimenticare; in campo elettronico non è possibile acquisire la necessaria competenza leggicchiando libercoli inadeguati, con l'esclusione dei paragrafi che risultano ostici.
Si ricordi che un genio della potenza di Michele Faraday si trovò spesso in penose situazioni di inferiorità per la mancanza di una ordinata preparazione e che l'autodidatta Leonardo non s'intendeva affatto di elettronica.
La seconda classe potrà dare qualche risultato positivo, quando la normalità sarà ritornata nelle scuole e i programmi saranno aggiornati e dinamicizzati. Credetemi, giovani crani super capelluti, non basta ostruire l'ingresso delle scuole, abbattere porte e finestre, sferrare calci al Preside, per formarsi una cultura tecnica, che dovrebbe costituire il vostro più valido arnese di lavoro.
La terza classe, con lo svilimento continuato dei programmi d'insegnamento, giace in uno stato pietoso e grida invocando a gran voce la riforma universitaria; augurando che non si risolva in un aumento di tasse o comunque in un aggravio economico, come sfociano in genere le riforme (v. IVA, riforma tributaria etc.).
Vien fatto di chiedersi come vadano le cose nei paesi più progrediti.
Negli U.S.A. ad esempio, esistono tre ordini o gradi di studi tecnico-scientifici. Lo studente, acquisito il 1° grado, si inserisce nell'industria sotto la guida di un esperto, che dopo un congruo periodo di prova consiglia lo studente a proseguire gli studi, ovvero a darsi alla cultura del più nobile tra i quadrupedi. Riconosciuto meritevole, il soggetto ottiene il 2° grado, decisamente più difficile del 1° grado propedeutico.
Analogamente, dopo una nuova conveniente sosta istruttiva nell'industria, può adire agli studi superiori, che gli varranno la qualifica di scienziato.
Ottenuto il 3° grado, l'individuo ha la capacità di progettare e entra a far parte della schiera eletta, che provvede a ragionare per tutti e a imporre i suoi trovati, veramente lodevoli, atti a risolvere i problemi dei progettisti in tono minore, (v. la fortuna dei circuiti integrati, fra l'esultanza dei tecnicini felici di essere esautorati).
In Italia si è raggiunto il laudando traguardo di aprire le porte dell'università a chiunque cui salti il ticchio di volerle varcare.

Ma affinché le teste di legno (e sono il 90%) possono conquistare il pergamenaceo papiro, è stato necessario dare l'ostracismo alla teoria, alle equazioni differenziali, al calcolo tensoriale, al potenziale vettore ecc., con il risultato di abbassare il livello di quel 10% di studenti, che poteva assurgere ad una cultura superiore, e non già di elevare coloro, che per conformazione encefalica sarebbero bene figurati nella conduzione in carriola del solfato idrato di calcio.

Ciò è dimostrato dalla svalutazione dei nostri titoli accademici operata all'estero, non solo, ma anche in Italia dove si ricerca personale con laurea antecedente al grande afflusso popolare negli Atenei e dove l'iscrizione agli Albi professionali è subordinata a nuovi esami di ammissione.
Bisogna studiare; ciò significa partecipare attivamente ai Corsi d'istruzione, leggere libri, dispense, riviste tecniche, opuscoli illustrativi della strumentazione elettronica.
La qualifica di tecnico della TVC presuppone la conoscenza della colorimetria e degli schemi fondamentali della trasmissione a colori; è chiaro che nessun individuo per quanto dotato, può possedere queste cognizioni se, né maestro, né libro, gliele ha inculcate.
Giovani carissimi, il mondo nulla spera dai morti, confida solo nei vivi e i vivi siete voi; studiate a scuola, in laboratorio, a casa, ovunque con l'ausilio della stampa tecnica redatta dai cervelloni più fecondi del mondo intero, per lo più in lingue estere, ma disponibile in accurate traduzioni italiane.
Possa ciascuno di voi affermare: anch'io ho dato il mio contributo (v. cartelle dell'esattoria civica, alla quale, è ben sicuro, nessuno sfugge).

Unità di oscilloscopio a doppia traccia (parte 3ª)

W. T. Cocking - a cura di A. Contoni

Nelle due precedenti parti di questo articolo si sono discussi i requisiti di una unità oscilloscopica a doppia traccia e si sono riportati in dettaglio gli studi per un amplificatore contenente un transistore a effetto di campo (F.E.T.) nel suo stadio di entrata. Si è dimostrato che la principale difficoltà pratica con il transistore a effetto di campo nasce dalle tolleranze molto larghe di questo genere di semiconduttore. Inoltre, vi è una notevole mancanza di informazione circa il suo coefficiente di temperatura. Considerando i requisiti del controllo di guadagno, ciò rende impossibile assicurare che il risultato sia soddisfacente, senza dover operare lunghe prove su una grande quantità di F.E.T.

È un fatto che l'ottenimento di un controllo di guadagno continuo rappresenta il maggior problema di progetto. È apparso evidente fin dall'inizio che la soluzione più soddisfacente sarebbe probabilmente quella di usare un amplificatore differenziale con la resistenza di controllo di guadagno connessa fra i due emettitori. Questo è un circuito ben noto, ma per mantenere un buon equilibrio richiede una perfetta simmetria. Ciò significa in particolare che per quel che riguarda la c.c., qualunque elemento connesso fra una base e l'alimentazione della polarizzazione deve essere ripetuto fra l'altra base e la sua alimentazione di polarizzazione.

Questo virtualmente esclude l'uso del F.E.T. come dispositivo d'ingresso, perchè sarebbe necessaria una coppia adattata per ottenere la richiesta simmetria e, con le larghe normali tolleranze dei F.E.T., ciò è molto più facile da prescrivere che assicurare. Allora come possiamo ottenere in altro modo una resistenza d'ingresso convenientemente alta? Essa deve essere circa 5 MΩ al minimo, meglio se è 10 MΩ, per cui produce un errore trascurabile con il suo affetto di derivazione sulla resistenza di 100 kΩ, che si suppone definisca la resistenza d'ingresso.

Un trasferitore di emettitore ha una resistenza d'ingresso approssimativamente uguale a $h_{fe} R_E$ ed un transistore tipico, come il BC107, ha un h_{fe} minimo di circa 100. Per ottenere una resistenza d'ingresso di 10 MΩ, è perciò necessaria una resistenza di carico di emettitore di 100 kΩ. Ora la resistenza d'entrata di uno stadio differenziale non è verosimilmente molto maggiore di 10 kΩ, perciò è necessario un secondo trasferitore di emettitore. Un secondo stadio con un carico di emettitore di 1 kΩ, piccolo rispetto a 10 kΩ, avrà una resistenza d'ingresso di 100 kΩ per formare il carico di emettitore del primo stadio.

Allora, un'indagine preliminare indica che è necessario un doppio inseguitore di emettitore per ottenere la richiesta impedenza d'entrata e, per simmetria, deve essere raddoppiato sull'altro lato dell'amplificatore differenziale. Pertanto, questa soluzione richiede un numero piuttosto grande di transistori. Tutto ciò, perchè inizialmente abbiamo progettato altri circuiti e siamo ritornati ad esso quando abbiamo trovato che questi altri circuiti erano insoddisfacenti come controllo di guadagno. Secondo i libri di testo, la resistenza d'entrata di un doppio inseguitore di emettitore è minore di quanto ci si possa aspettare, perchè la resistenza di ingresso di $Tr2$ è abbassata dalla resistenza differenziale collettore-emettitore in derivazione di $Tr1$ (fig. 1). Inoltre, è normalmente d'uso che una resistenza di accoppiamento venga collegata fra l'emettitore di $Tr1$ e il $-V_{cc}$, il che provoca un'ulteriore riduzione del carico di emettitore. Il motivo dell'impiego di questa resistenza è che è necessario assicurare che $Tr1$ non sia bloccato dalla I_{CO} di $Tr2$. Questo è possibile anche con i transistori al silicio sotto certe condizioni.

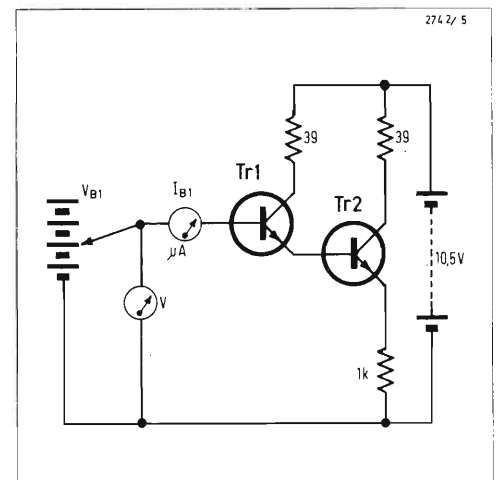
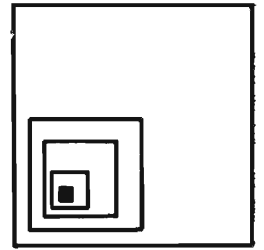
Ora, I_{CO} certamente non è maggiore di 0,05 μA, anche ad alta temperatura e l'inconveniente viene praticamente evitato facendo relativamente grande I_{B2} e quindi I_{C2}. Il BC107 è classificato con un h_{FE} da 110 a 450. Nel caso più sfavorevole, se I_{C2} è almeno 3 mA, I_{B2} non è minore di 3/450 = 6,65 μA, questo valore è sufficientemente grande rispetto a qualsiasi possibile valore di I_{CO}. Una corrente di 3 mA o più è anche desiderabile per minimizzare il pericolo di bloccaggio del trasferitore di emettitore per segnali di polarità negativa. In qualsiasi accoppiamento c'è sempre una capacità in parallelo, che non può variare istantaneamente la sua carica.

Per valutare la resistenza d'ingresso, abbiamo bisogno di conoscere la resistenza c.a. di collettore di Tr per una corrente di collettore dell'ordine di 6 ÷ 30 μA; l'ultimo valore si adatta ad h_{FE} = 110. I dati pubblicati del transistore non sono qui di aiuto, perciò abbiamo dovuto ricorrere ad esperimenti. Abbiamo costruito il circuito riportato in fig. 1, facente uso di una coppia di transistori 2N3706. Questi non sono i più convenienti, perchè hanno un h_{FE} minimo di solo 30, ma erano a portata di mano. Abbiamo variato la polarizzazione di base a scatti, abbiamo rilevato la corrente di base e abbiamo riportati i valori in una curva (fig. 2). Oltre circa 8,6 V, la corrente di base è cresciuta molto rapidamente a motivo dell'avvicinamento di $Tr1$ alla saturazione. Per V_{B1} = 8,6 V, I_{B1} = 2 μA e per V_{B1} = 2,8 V, I_{B1} = 0,75 μA; allora la resistenza c.a. di entrata è:

$$(8,6 - 2,8)\ (2 - 0,75) = 4,63\ \text{M}\Omega.$$

Misure analoghe con una coppia di BF194 hanno dato la resistenza di 7,2 MΩ. Ciò significava che era possibile ottenere una resistenza di entrata adeguatamente alta mediante un doppio trasferitore di emettitore.

La costituzione generale del circuito venne tosto stabilita ed è mostrata in fig. 3. I transistori $Tr1$ e $Tr2$ formano il trasferitore di emettitore di entrata; $Tr3$ e $Tr4$ sono la coppia differenziale; $Tr5$ e $Tr6$ sono un secondo trasferitore di emettitore. Lo stadio di uscita è $Tr8$, mentre $Tr9$ lo commuta in conduzione e all'inter-

Fig. 1 - Circuito per misurare la relazione corrente-tensione di entrata per un doppio trasferitore di emettitore.

dizione. Poiché la tensione di base di *Tr*8 è molto più bassa della tensione di collettore di *Tr*3, è stato interposto lo stadio *Tr*7 *p–n–p*. Esso permette di costituire un controllo di spostamento, che non influenza il guadagno. Questo regolatore è R_8, che agisce da resistenza variabile. L'estremo libero è collegato all'altro amplificatore, perciò l'elemento funziona come un controllo differenziale di spostamento, spostando una traccia verso l'alto e l'altra verso il basso contemporaneamente. Ciò è necessario, perchè i regolatori di spostamento indipendenti possono condurre a polarizzazioni fortemente sbagliate per *Tr*8.

Le alimentazioni di polarizzazione per *Tr*1 e *Tr*6 si ricavano da R_2 e R_3, che sono alimentate dal diodo zener D_3. Gli alimentatori di polarizzazione stabilizzati sono indispensabili se l'alimentazione principale non è stabilizzata; quand'anche lo fosse, le resistenze alimentatrici di polarizzazione dovrebbero essere di tolleranza $\pm$ 1%. In pratica R_3 viene regolata in modo da portare la tensione ai capi di R_{E3} ad un valore prestabilito; poi si regola R_4 per tensione zero attraverso R; R_7 è regolata con R_8 alla sua posizione centrale ad un valore prestabilito di $V_{coll.7} = V_{base8}$. Prima di procedere oltre, è bene spiegare la nomenclatura e le convenzioni usate. Per semplificare lo schema, le resistenze di base di emettitore e di collettore non sono quotate in fig. 3; esse sono tutte designate R_B, R_E, R_C con un pedice numerico per ogni singolo transistore al quale esse appartengono. Quindi, R_{E3} è la resistenza fra l'emettitore di *Tr*3 e il $- V_{cc}$. La resistenza fra il collettore di *Tr*3 e il $+ V_{cc}$ può essere indicata R_{C3} o R_{E7} a piacere; analogamente, la resistenza fra il collettore di *Tr*7 e il $- V_{cc}$ può essere chiamata R_{C7} o R_{B8}.

Per transistori *n–p–n,* tutte le tensioni che hanno una sola lettera come pedice (p. es. V_B, V_E, V_C) hanno pure un solo indice numerico al piede per indicare il particolare transistore di appartenenza; le tensioni sono misurate rispetto al $- V_{cc}$. Se sono misurate rispetto a qualche altro punto, ci sono due lettere come pedice. Allora, V_{C8} è la tensione di collettore di *Tr*8 rispetto al $- V_{cc}$; V_{CE8} è la tensione di collettore rispetto all'emettitore di *Tr*8.

Nel caso di transistori *p–n–p*, le tensioni

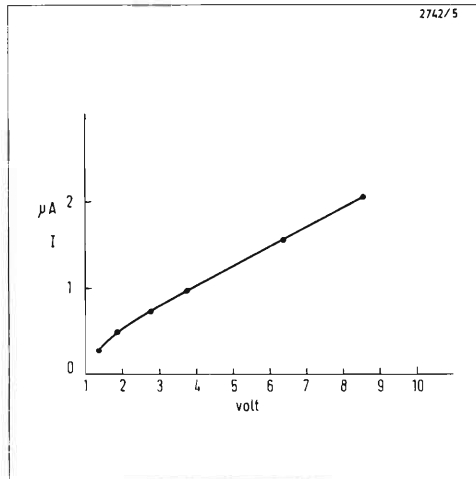



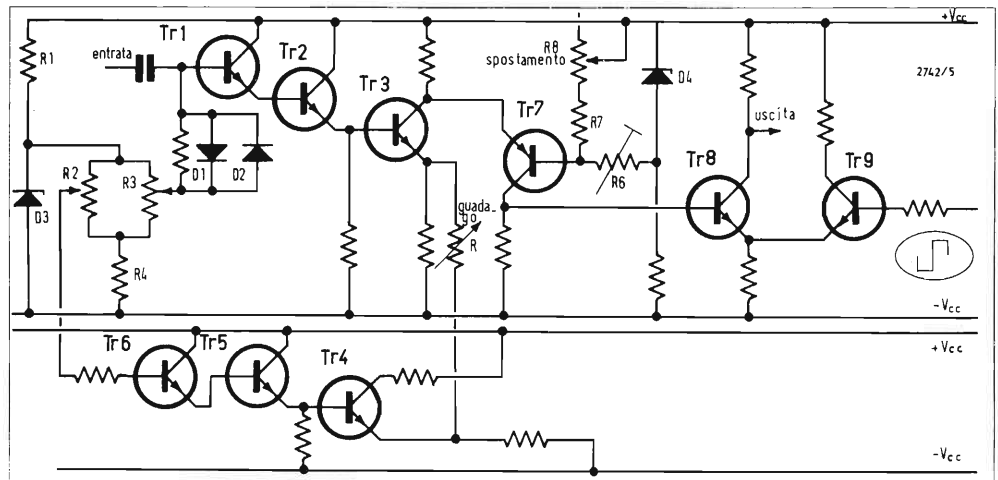
Fig. 2 - Grafico tensione-corrente per il circuito di fig. 1.

Fig. 3 - Circuito fondamentale dell'amplificatore. *Tr*3 e *Tr*4 formano un amplificatore differenziale con la resistenza *R* di regolazione del guadagno disposta fra gli emettitori. *Tr*1 e *Tr*2 hanno un'alta resistenza d'entrata, perciò la resistenza utile dell'amplificatore è definita da R_{B1} (v. testo per la spiegazione della terminologia). *Tr*5 e *Tr*6 formano un doppio trasferitore di emettitore e sono necessari solo per mantenere l'equilibrio dello stadio differenziale. L'uso principale di *Tr*7 è di provocare una variazione del livello c.c. fra *Tr*3 e *Tr*8, ma permette anche di ottenere lo « spostamento » senza influire sul guadagno. *Tr*8 è lo stadio di uscita, che viene commutato in conduzione e all'interdizione da *Tr*9.

sono normalmente misurate rispetto al $+ V_{cc}$. Esse dovrebbero perciò avere un segno meno, ma ciò costituirebbe un impiccio. V_{C3} è la tensione di collettore di *Tr*3 ed è pure evidentemente la tensione di emettitore di *Tr*7 rispetto al $- V_{cc}$. Inoltre, V_{E7} è la tensione di emettitore di *Tr*7 rispetto al $+ V_{cc}$. La tensione di collettore V_{C3} è positiva, V_{E7} è attualmente negativa (a motivo del diverso punto dal quale è misurata), ma qui è riportata senza il segno meno.

Dopo questi chiarimenti, possiamo ritornare alla fig. 3. I diodi D_1 e D_2 sono essenzialmente elementi di protezione. Essi idealmente non hanno alcun effetto sul comportamento dei segnali. Il loro scopo è di evitare danni all'apparecchio quando la sonda viene accidentalmente collegata all'alta tensione. Si suppone che questa alta tensione sia la rete di alimentazione, che può raggiungere $\pm$ 360 V di picco. Con i diodi, la tensione di base di *Tr*1 è limitata a circa 1 V sopra le tensioni di ritorno dei diodi. Per l'attenuazione d'ingresso di 10 : 1 della sonda insieme con R_{B1}, la resistenza della sonda è 900 kΩ e anche senza i diodi, l'entrata massima a *Tr*1 è $\pm$ 36 V di picco.

In seguito alle tolleranze dei componenti, un preciso controllo delle tensioni non è praticabile ed è necessario fare il progetto in modo che l'amplificatore si trovi in condizioni di sicurezza e non solamente nel primo stadio. In particolare, la V_{BE0} per ciascun transistore non deve superare 6 V per il tipo BC107.

Nel prototipo, abbiamo senz'altro omesso

D_1 e D_2 inizialmente ed abbiamo costruito il circuito di fig. 3 e portato sul banco per controllare le sue prestazioni. Queste risultarono, in verità, ammirevoli. Si è trovato subito possibile ottenere una larghezza di banda di 10 MHz a − 6 dB, un guadagno di 10 volte, un campo di controllo di guadagno di 3,5 : 1 e una buona stabilità di equilibrio c.c. Sebbene non perfetto, quest'ultima era assai superiore a quella di ogni altro circuito tentato prima. Quando abbiamo aggiunto i due diodi di protezione, abbiamo riscontrato che *Tr*3 e *Tr*7 correvano qualche rischio, e abbiamo dovuto rivedere il progetto per evitarlo. Ciò perché non li prendemmo in considerazione fin dal principio.

Prima di considerare il progetto in dettaglio, è opportuno chiarire alcuni fatti importanti intorno ai transistori. Il primo è che per la c.c., V_{BE} è virtualmente costante, salvo le tolleranze e il comportamento alla temperatura. Per il BC107, la tolleranza di fabbricazione è 0,55 ÷ 0,7 V e diminuisce con l'aumentare della temperatura con il ritmo di 2 mV/°C. Per il transistore BC157 *p−n−p*, V_{BE} è 0,6 ÷ 0,75 V e diminuisce in valore con la variazione di 2 mV/°C.

A motivo di ciò, quando c'è una forte resistenza esterna di emettitore, la tensione di emettitore sta in una relazione quasi costante con la tensione di base. È un punto d'impedenza molto bassa. In fig. 3, per es., se V_{B7} è fissa, V_{E7} è pure fissa ad un valore minore di V_{E7}. Ciò significa che la corrente totale in R_{C3} (R_{E7}) è costante; perciò se I_{C3} aumenta, I_{C7} diminuisce della stessa quantità.

In c.a., la resistenza differenziale interna della giunzione base-emettitore deve essere tenuta assai in conto. Essa è chiamata r_e ed ha il valore tipico di $26/I_C$ Ω con I_C in mA. Generalmente si somma alla resistenza esterna R_E di emettitore e noi chiameremo $r_e + R_E$ la resistenza totale effettiva di emettitore R_e. L'amplificazione di tensione è allora R_C/R_e e la resistenza d'entrata misurata fra base e terra è $h_{fe}\,R_e$.

L'uscita massima normale richiesta da *Tr*8 (con *Tr*9 interdetto) è 1 V_{pp}. Con due tracce sull'oscilloscopio completamente separate, essa può essere solo metà di questo valore. Per ammettere un forte fattore di sicurezza, tenendo conto della deriva e per ottenere buona linearità, conviene progettare per avere 2 V_{pp} di uscita. Abbiamo precedentemente scelto $R_{C8} = R_{E8} = 330$ Ω sulla base di guadagno nominale unitario e della richiesta curva di risposta in frequenza. Abbiamo deciso anche di adottare V_{B8} = 2,7 V.

Deducendo V_{BE8} (= 0,55 ÷ 0,7 V), V_{E8} vale 2 ÷ 2,15 V. La corrente di collettore (supposto che la corrente di base sia piccola da potersi trascurare in confronto, come avviene nel caso più comune) è V_{E8} divisa per R_{C8}, cioè 330 Ω nominali. Con la tolleranza del ± 5%, la resistenza sta nei limiti di 314 e 347 Ω. Perciò, i limiti della corrente di collettore sono 2/0,347 = 5,75 mA e 2,15/0,314 = 6,84 mA.

La resistenza interna di emettitore r_{e8} = $26/I_C$, ossia varia da 3,8 Ω a 4,5 Ω. Dal punto di vista del segnale, questo più R_{E8} eguaglia R_{e8}, effettiva resistenza totale di emettitore, ossia 318,5 ÷ 350,8Ω. La resistenza di collettore R_{C8} è pure nominalmente 350 Ω, ma varia da 314 Ω a 347 Ω. Ora R_{e8} e R_{C8} non sono in correlazione e i limiti sono una alto e l'altra basso. Perciò, l'amplificazione di tensione R_{C8}/R_{e8} vale 347/318,5 = 1,09 ovvero 314/350,8 = 0,895.

La resistenza di entrata è: $h_{fe8}\,R_{e8}$ = 125 · · 0,3185 = 40 kΩ come limite inferiore con h_{fe} = 125. Infatti h_{fe} può essere grande anche 500 per il transistore BC107; allora la resistenza di entrata può raggiungere 160 kΩ. Non possiamo far nulla per evitare questa variazione, ma possiamo rendere modesto il suo effetto facendo R_{C7} piccola in confronto con il suo valore più basso. Come si vedrà più avanti, R_{C7} è 1,2 kΩ. Con la tolleranza del ± 5%, il suo valore è 1,16 ÷ 1,26 kΩ. Ora, 1,16 kΩ con in parallelo 40 kΩ diventano 1,13 kΩ e 1,26 kΩ con in parallelo 160 kΩ diventano 1,25 kΩ. Questi sono i valori, che devono essere rigorosamente assunti, nel calcolo del guadagno della combinazione di *Tr*3 e *Tr*7. Tuttavia, l'errore massimo provocato dal trascurare tali valori è solo il 3%.

Si sono dati in dettaglio i calcoli per il *Tr*8, allo scopo di illustrare il metodo impiegato. Lo stesso procedimento è stato seguito per gli altri stadi, ma sarebbe scocciante il riportarli completamente. Perciò nella tabella 1 si sono riportati solo i risultati in riassunto.

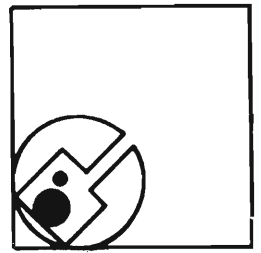
In generale, in simili casi, non occorre calcolare V_{CE}, nè la dissipazione di collettore, perchè essi sono alquanto al disotto dei limiti, perciò tali calcoli non sono necessari. Inoltre, ad esempio, dobbiamo fare così per *Tr*8. Supponiamo V_{cc} = 12 V ± 1,5 V, facendo V_{cc} = 10,5 V ovvero 13,5 V. Dal punto di vista di V_{CE}, il caso più sfavorevole si ha quando R_C ed R_E sono fuori tolleranza nello stesso senso. La resistenza del circuito collettore-emettitore è allora 628 ÷ 694 Ω e I_{C8} è 5,75 ÷ 6,84 mA, per cui la caduta di tensione è 5,75-0,694 = 3,89 V, ovvero 6,84 · 0,628 = 4,3 V.

Le tensioni e le correnti si sono assunte nel modo qui riportato, perchè la bassa corrente risulta dall'alta resistenza e viceversa. Il minimo V_{CE} è allora 10,5 − 4,3 = 6,2 V e il massimo è 13,5 − 3,89 ≃ 9,5 V. Le dissipazioni di collettore sono 6,2 · 6,84 = 42,5 mW e 9,5 · 5,75 = 54,6 mW. L'ultimo valore non è necessariamente la dissipazione massima, ma in questo caso è probabile che lo sia. Essa è assai sotto il limite di 400 mW, per il transistore adottato, perciò non dobbiamo più preoccuparci di essa.

I valori sono per funzionamento continuo. Ma *Tr*8 è commutato in conduzione e all'interdizione per uguali periodi; in conseguenza, la corrente media e la dissipazione media sono la metà dei rispettivi valori sopra riportati.

La nostra successiva preoccupazione è la capacità di entrata di *Tr*8. Il guadagno dello stadio è all'incirca unitario, perciò la frazione della capacità di entrata dovuta all'effetto Miller è appena il doppio di C_{bc}. Data la presenza di R_{E8}, la frazione dovuta a C_{be} è solo una piccola parte di C_{be}. I valori di questi elementi non sono pubblicati per il BC107. Nè è diverso per la C_{ce} del BF157 usato come *Tr*7. Possiamo supporre che la capacità totale ai capi di R_{C7} non superi molto probabilmente i 5 pF.

Quando si è considerato nella 1° parte lo stadio di uscita *Tr*8, si è trovato che la combinazione di 330 Ω e 55 pF forniva una risposta attenuata di 3,61 dB a 10 MHz. Per la stessa risposta qui con 5 pF, R_{C7} può essere 330 · 11 = 3.630 Ω. Per R_{C7} = 1,5 kΩ, la risposta sarà − 0,87 dB; per 1,2 kΩ sarà − 0,6 dB.

Questo è l'ordine dei valori che dovremo usare basandoci sulla risposta in frequenza, ed è così bassa in confronto

con la resistenza di entrata di $Tr8$ che quest'ultima resistenza può essere trascurata.

Dal punto di vista della risposta in frequenza, quanto più basso è il valore di R_{C7}, meglio va, ma evidentemente non è molto vantaggioso rendendolo minore di 1,2 kΩ. Per un guadagno prefissato, diciamo 10 volte, $R_{E7}/R_{e3} \cong 10$, da cui si ottiene $R_{e3} = 120\ \Omega$ per $R_{C7} = 1{,}2\ k\Omega$.

La resistenza di entrata di $Tr3$ è $h_{fe}\, R_{e3}$, che deve essere grande rispetto a $R_{E2} = 1k\Omega$. Dobbiamo perciò ricorrere ad un compromesso fra la risposta in frequenza e una resistenza di entrata abbastanza grande per $Tr3$. Con $h_{fe} = 125$, la resistenza d'entrata è $125 \cdot 0{,}12 \cdot 10^3 = 15\ k\Omega$, che è certamente grande rispetto a 1 kΩ. Poichè h_{fe} varia moltissimo, tale resistenza può essere grande quattro volte tanto detto valore.

Prima di decidere di adottare il valore 1,2 kΩ per R_{C7}, dobbiamo controllare che I_{C7} sia sufficiente per accettare il segnale. La corrente è:

$$I_{C7} = V_{B8}/R_{C7} = 2{,}7/1{,}26 = 2{,}15\ mA,$$

minima con una resistenza di grande tolleranza. Per un segnale di 1 V di picco, la corrente di segnale sarà 1/1,26 = 0,794 mA. C'è allora una sufficiente capacità di accettazione del segnale e possiamo decidere definitivamente di fare $R_C = 1{,}2\ k\Omega$.

Il passo successivo è di stimare il guadagno del trasferitore di emettitore di entrata, $Tr1$ e $Tr2$. Si è detto prima che per la richiesta resistenza di entrata R_{E2} deve essere circa 1 kΩ e che I_{C2} deve essere vicino a 3 mA. Prendendo questi valori, $r_{e2} = 26/3 = 8{,}6\ \Omega$. Il guadagno di $Tr2$ è allora $1.000/1.008{,}6 \simeq 0{,}99$. Ora, $Tr1$ lavora con un carico h_{fe} volte più grande ed ha $1/h_{FE}$ volte la corrente; h_{fe} ed h_{FE} sono generalmente dello stesso valore, sebbene non necessariamente proprio uguali. Ne segue che il guadagno di $Tr1$ sarà circa lo stesso di quello di $Tr2$ ed il guadagno totale sarà 0,98.

Poichè il guadagno di $Tr8$ è $0{,}895 \div 1{,}09$, il guadagno totale, esclusi $Tr3$ e $Tr7$, è $0{,}879 \div 1{,}07$. Si voleva che il guadagno complessivo fosse 10 volte, perciò $Tr3$ e $Tr7$ insieme devono fornire l'amplificazione di $9{,}35 \div 11{,}4$ volte.

Questo guadagno è in realtà:

$$\frac{R_{C7}}{R_{e3}} \cdot \frac{R_{C3}}{R_{C3} + r_{e7}}.$$

Qui r_{e7} è la resistenza interna di emettitore di $Tr7$ e dipende da I_{C7}. Essa è data nella tabella 1 ed è all'incirca 11 Ω. Il requisito per R_{C3} è che deve essere molto grande rispetto a r_{e7}, ma non così grande che la tensione cada eccessivamente quando I_{C3} e I_{C7} scorrono in R_{C3}. Un valore raccomandabile è 470 Ω. Se I_{C3} che non conosciamo, è circa uguale a I_{C7}, la caduta è circa 2,1 V, che sembra sufficientemente basso. Il fattore $R_{C3}/(R_{C3} + r_{e7})$ vale allora circa 470/481 = 0,975. Non è male considerare qui le tolleranze. Abbiamo appena trovato che R_{C7}/R_{e3} deve essere $9{,}62 \div 11{,}7$.

Prima di procedere oltre, dobbiamo considerare le condizioni d'entrata e, in particolare, come sia possibile proteggere l'amplificatore contro un sovraccarico accidentale. Come sopra menzionato, riteniamo che l'entrata massima alla sonda sia ± 360 V. La resistenza della sonda è 900 kΩ, perciò la corrente massima possibile di sovraccarico è 0,4 mA. A questa corrente, la caduta diretta di un diodo non è maggiore di 1 V, anzi è più probabile che sia $0{,}5 \div 0{,}6$ V. Se i diodi non sono polarizzati, come indicato in fig. 3, limiteranno l'entrata di $Tr1$ a ± 1 V intorno alla sua tensione di polarizzazione. Ciò non farà certamente male nei primi stadi.

Ora, il segnale normale massimo all'uscita è 0,5 V di picco e con un guadagno di 10 volte, diventa 0,05 V all'entrata. Il campo di regolazione del guadagno è 3,33 : 1 minimo, pertanto, per ottenere la piena uscita con guadagno basso, l'entrata deve essere $0{,}05 \cdot 3{,}33 = 0{,}167$ V picco. I diodi sono in derivazione a R_{B1} e devono avere una resistenza molto grande in confronto a R_{B1}, se la resistenza d'ingresso deve essere ben determinata da R_{B1} stessa. Questa resistenza deve essere 20 MΩ per diodo polarizzato direttamente con 0,167 V, per il segnale di picco.

I dati normali dei diodi non aiutano a scegliere un tipo adatto, nè a decidere se occorre o no la polarizzazione. Il BZY145 sembra conveniente, ma è necessario ricorrere a prove sperimentali. Un tentativo ha presto dimostrato che la polarizzazione è essenziale. Ciò fa nascere le difficoltà di come ottenerla. Una prova ha dimostrato che la polarizzazione inversa di 0,5 V circa è sufficiente.

È utile collegare un diodo fra la base di $Tr1$ e il $-V_{cc}$. In caso di sovraccarico, V_{B1} viene allora portato a - 0,5 V o pressappoco. Ciò bloccherà $Tr1$, $Tr2$ e $Tr3$, ma ciò, non comporta alcun danno a questi tre transistori. Non si può certamente ritornare l'altro diodo al $+V_{cc}$, perchè, se lo si facesse, condurrebbe V_{B1} a raggiungere $V_{CC} + 0{,}5$ V in caso di sovraccarico. Almeno $Tr1$ si saturerà e probabilmente anche $Tr2$. C'è probabilità che la corrente di base sia altamente pericolosa.

Supponiamo che la polarizzazione inversa del diodo non sia minore di 0,5 V. Se usiamo un BZY88/C5 V6 come diodo zener D_3, la sua tensione è $5{,}3 \div 6$ V. Se il diodo è ritornato a questo punto, V_{B1} non deve superare 4,8 V per polarizzazione inversa 0,5 V o maggiore applicata al diodo. Con le tolleranze massime di V_{BE} per $Tr1$, $Tr2$ e $Tr3$, V_{E3} deve essere almeno 2,1 V più bassa. Allora, $V_{E3} = 4{,}8 - 2{,}1 = 2{,}7$ V al massimo. Che questo valore sia uguale a V_{B8} è una pura coincidenza, ma è conveniente se risulta soddisfacente. Per una caduta diretta di tensione di 0,5 V, V_{B1} arriverà a $5{,}8 \div 6{,}5$ V sopra $-V_{cc}$, secondo il diodo zener usato. Con V_{BE} di bassa tolleranza, V_{E3} arriverà quasi a $6{,}5 - 1{,}65 = 4{,}85$ V.

Prove recentemente eseguite con $V_2 = 5{,}6$ V e $V_{B1} = 4{,}7$ V ($V_{E3} = 2{,}7$ V), corrispondenti ad una polarizzazione inversa del diodo pari a 0,9 V, sono risultate molto soddisfacenti. Si è notato che la variazione della polarizzazione del diodo influenza notevolmente la compensazione in frequenza della sonda. Ciò è da aspettarsi a motivo delle variazioni della capacità del diodo con la tensione. In pratica, le variazioni sono provocate dalle tolleranze e sono introdotte dalle regolazioni iniziali. Le variazioni principali nella vita dell'apparecchio sono provocate dalla temperatura e sono verosimilmente molto piccole.

Quando l'apparecchio era finito, si è provata l'efficienza della protezione applicando all'ingresso la tensione di rete 240 V. Naturalmente, nessuna parte dello strumento era messa a terra. Non ne è derivato alcun danno. Avendo allora scelto $V_{E3} = V_{E4} = 2{,}7$ V, si procede a

progettare lo stadio $Tr3$. La prima cosa da notare è che se si applicano segnali con la stessa fase a $Tr3$ e $Tr4$, non si ha teoricamente alcuna corrente in R e quindi R non influisce sul guadagno per questi segnali.
Tali segnali sono quelli risultanti dall'azione della temperatura su $Tr1$ fino a $Tr6$. Il guadagno in fase è approssimativamente R_{C7}/R_{E3} e può essere reso minore dell'unità se R_{E3} è maggiore di R_{C7}.
Inoltre, per V_{E3} fissa, I_{C3} cade all'aumentare di R_{E3} e deve essere abbastanza grande per poter accettare il segnale. Si è trovato in precedenza che la corrente di segnale in R_{C7} era 0,79 mA e, ammettendo una piccola perdita nell'accoppiamento con $Tr7$, si può assumerla uguale a 0,8 mA in $Tr3$. La corrente di collettore di $Tr3$ deve essere allora 1,2 mA o maggiore per avere una buona linearità.
Questo significa che R_{E3} non deve superare 2,25 kΩ. Scegliamo pertanto R_{E3} = 2,2 kΩ (tabella 1), I_{C3} vale 1,17 ÷ 1,29 mA.
Abbiamo così determinato i valori principali del circuito, salvo il controllo R di guadagno. Prima di fare quest'ultima determinazione, che è un poco complicata, bisogna controllare le condizioni di sovraccarico dopo il primo stadio. È facilmente possibile raggiungere una condizione in cui il primo stadio è sicuro, ma alcuni stadi seguenti non lo sono. In caso di sovraccarico, V_{B1} va ad un massimo di + 6,5 V o ad un minimo di − 0,5 V. Nel primo caso, V_{E3} raggiunge il massimo di 6,5 − 1,65 = 4,85 V e, se R è piccola, spinge l'emettitore di Tr_4 fin quasi lo stesso valore di tensione. Ora, V_{B6} sarà al suo valore normale compreso fra 4,38 e 4,8 V e V_{B4} sarà compreso fra 3,25 e 3,4 V, perciò $Tr4$ andrà all'interdizione. Considerando R piccolo e trascurabile, si ha:

$$V_{E3} = V_{E4} = 4{,}85\ \text{V},$$

con un carico di emettitore comprendente R_{E3} ed R_{E4} in parallelo. Questa risultante ha il valore nominale 1,1 kΩ e il valore minimo 1,045 kΩ. Perciò: I_{C3} = 4,85/1.045 = 4,64 mA max.

Poichè I_{C3} aumenta oltre il suo valore normale, I_{C7} deve diminuire. L'aumento di I_{C3} è 4,64 − 1,17 = 3,47 mA al più, mentre I_{C7} è 2,37 mA (un poco di più a motivo delle condizioni di spostamento ancora da discutere). Ne segue che $Tr7$ sarà bloccato e V_{B8} sarà zero.
La caduta attraverso R_{C3} sarà: 4,64 · · 0,494 = 2,3 V, quindi la caduta Rl di $Tr3$ sarà: 4,64 + 2,3 = 6,94 V, ossia V_{CE} = 9,5 − 6,94 = 2,56 V al minimo. Allora $Tr3$ non si saturerà, e ciò rende validi i calcoli. È anche chiaro che $Tr4$ non avrà una polarizzazione inversa di emettitore eccessiva; essa è assai sotto il limite di 6 V.
Per rendere ogni stadio pienamente protetto, dobbiamo fare in modo di assicurare che $Tr9$ non possa portare l'emettitore di $Tr8$ oltre 6 V sopra − V_{cc}.
Ora consideriamo un sovraccarico negativo. Questo porta V_{B1} a circa − 0,5 V e $Tr1$, $Tr2$ e $Tr3$ all'interdizione. Se non c'è R_{E1}, come in fig. 3, il potenziale dell'emettitore di $Tr1$ e della base di $Tr2$ è indeterminato. È bene, perciò, fissarlo a − V_{cc} con una resistenza di 1 MΩ o pressappoco. Con $Tr3$ bloccato, $Tr7$ funziona come uno stadio a emettitore comune avente R_{C3} come resistenza di emettitore; siccome V_{B7} ha il suo valore normale, anche V_{E7} avrà un valore normale.

Perciò, la corrente totale in R_{C3} non varia, ma I_{C7} raggiunge il valore normale massimo $I_{C3} + I_{C7}$, ossia 3,6 mA. Questo fa aumentare V_{B8} a 4,55 V max e così V_{E8} è 0,55 V di meno, ossia vale 4 V.
Si richiede uno spostamento supplementare di ± 0,5 V di V_{B8}, e V_{E8} che rende la tensione massima di emettitore di $Tr8$ uguale a 4,5 V. Allora quando $Tr9$ ha la sua base al − V_{cc}, questa è la polarizzazione inversa base-emettitore di $Tr9$. Essa è sotto il dato di 6 V ossia è sicura.

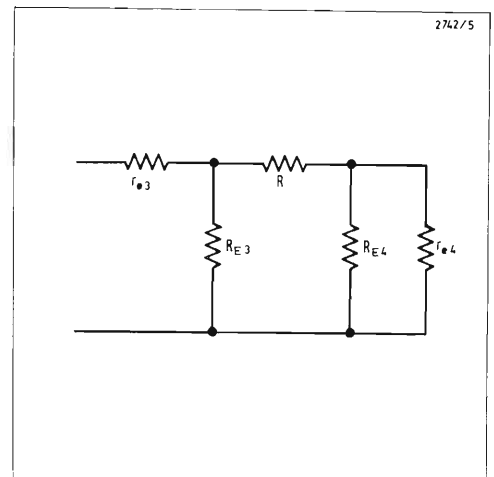
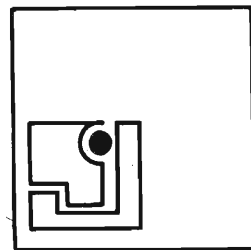
Possiamo ora ritornare a considerare il controllo di guadagno. Si richiede un campo minimo di 3,33 : 1 e un guadagno di 9,62 ÷ 11,7 volte. Con R_{C7} di bassa tolleranza, il suo valore è 1,14 kΩ e R_{e3} deve essere 1.140/11,7 = 97 Ω; con la tolleranza grande, deve essere 1.260/9,62 = 131 Ω. Per ridurre il guadagno a 1/3,33, questi valori devono essere 3,33 volte di più, ossia 323 Ω ÷ 437 Ω.

Ora R_{E3} è la rete complessa indicata in fig. 4. Poichè r_{e3} ed r_{e4} variano solo di ± 1 Ω, va abbastanza bene assumere $r_{e3} = r_{e4}$ = 21 Ω costante. Gli elementi, indipendenti da r_{e3} devono perciò essere 77 ÷ 111 Ω e 303 ÷ 417 Ω. Poichè R_{E4} è 2,2 kΩ, può essere trascurata come elemento derivato su r_{e4} di 21 Ω.
I valori necessari devono allora essere dati da R_{E3} e $R + r_{e4}$ in parallelo; perciò

$$R + r_{e4} = \frac{R_{E3}\,R'}{R_{E3} - R'}$$

dove R' è la resistenza richiesta.

Risolvendo questa relazione assumendo R_{E3} = 2,09 kΩ e per R' = 77 ÷ 111 Ω in un primo caso, e R' = 303 ÷ 417 nel secondo caso, si trova per $R + r_{e4}$, 80 ÷ 117 Ω e 355 ÷ 522 Ω; assumendo invece R_{E3} = 2,31 kΩ, si ottiene 79,6 ÷ 116,5 Ω e 348 ÷ 509 Ω. Deducendo r_{e4} = 21 Ω, si ricavano per R i valori 59 ÷ 96 Ω e 334 ÷ 501 Ω nel primo caso, e 58,6 ÷ 95,5 e 327 ÷ 488 Ω nel secondo. È allora chiaro che R può essere formato da 100 Ω e 500 Ω sottoforma di resistenze variabili in serie, una preregolata per fissare il guadagno massimo totale all'unità e l'altra servirà da regolatore del guadagno dal pannello. Le resistenze variabili hanno generalmente una tolleranza del ± 10%, quindi i valori minimi possono essere solo 90 Ω e 450 Ω. Questi sono un po' piccoli, ma se inseriamo una resistenza fissa di 22 Ω, abbiamo per il preregolatore un campo minimo di 22 ÷ 112 Ω e il valore minimo richiesto di 58,6 Ω più i 450 Ω del regolatore di guadagno dà 508,6 Ω, che

Fig. 4 - Circuito equivalente del circuito di emettitore di $Tr3$.

è maggiore del massimo necessario 501 Ω.

Non andremo qui in dettaglio circa i circuiti di polarizzazione. Essi sono comuni e la sola difficoltà sta nell'ottenere il campo richiesto di controllo, malgrado le tolleranze, con componenti di valori normalizzati. Ci sono due regolatori per *Tr*7; R_6 è un preregolatore che è predisposto in modo da portare V_{B8} a 2,7 V con il controllo di spostamento R_8 al centro della sua escursione. La richiesta tensione di uscita per lo spostamento è ± 0,5 V per separare al massimo le due tracce. Alla base di *Tr*7, è sotto ± 0,2 V, perchè è soggetta al guadagno di *Tr*7 fungente da amplificatore con entrata sulla base, guadagno che è circa 2,5 volte.

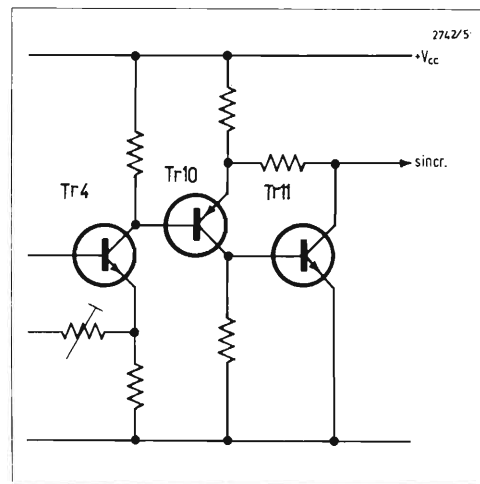
Si deve fare in modo che lo spostamento c.c. sia ottenibile anche con accoppiamento c.a. all'oscilloscopio, perchè il processo di commutazione riduce i livelli diversi ai due stadi amplificatori di uscita, ad un'onda quadra, che viene passata attraverso l'accoppiamento c.a. Finora nulla è stato detto intorno alla temperatura e noi ora vogliamo discutere questo argomento. È molto laborioso fare ciò mettendo in conto tutte le tolleranze e, ad ogni modo, non abbiamo sufficienti informazioni per farlo con precisione. Facciamo l'ipotesi che tutti i transistori abbiano un coefficiente di temperatura di 2 mV/°C, che tende a far aumentare la corrente di collettore. A 5,6 V, il diodo zener D_3 avrà un coefficiente di − 0,2 mV/°C. Il valore medio di $V_{B1} = V_{B6}$ è 4,575 V (tabella 1). Cioè 4,575/5,6 = 0,816 della tensione dello zener e il coefficiente effettivo di temperatura di V_{B1} e V_{B6} è − 0,2 · 0,816 = − 0,163 mV/°C. I coefficienti combinati di *Tr*1, *Tr*2 e *Tr*3 sono 6 mV/°C, pertanto il coefficiente di V_{E3} è 6 − 0,163 = 5,837 mV/°C. I due rami dell'amplificatore differenziale sono simili ed è lo stesso per V_{E4}. A tutte le temperature perciò, V_{E3} e V_{E4} variano insieme e non passa corrente in *R*. L'equilibrio è mantenuto. Si noti che ciò richiede che le temperature e i coefficienti di temperatura siano uguali nei due rami, ma ciò può non verificarsi in pratica.

Poichè non c'è corrente in *R*, il guadagno effettivo per effetto della temperatura non è il guadagno di segnale di R_{C7}/R_{e3}, ma è R_{C7}/R_{E3} = 1.200/2.200 = 0,545. Questo è un grande pregio dello stadio differenziale; il guadagno per segnali in fase può essere piccolo, mentre il guadagno per segnali d'ingresso in controfase o a lato singolo può essere grande. Il coefficiente effettivo di temperatura dovuto ai circuiti precedenti *Tr*7, alla base di *Tr*8 è allora 5,84 · 0,545 = = 3,18 mV/°C. In *Tr*3, un aumento di temperatura fa aumentare la corrente, ma ciò fa diminuire la corrente in *Tr*7, pertanto occorre un segno negativo per rendere la tensione alla base di *Tr*8, − 3,18 mV/°C.

Ora in *Tr*7, il coefficiente di temperatura di V_{BE7} è 2mV/°C, che fa sì che la I_{C7} aumenti, agendo così alla base di *Tr*8 in opposizione al primitivo coefficiente di temperatura. Se D_4 è uno zener di 4,7 V, il suo coefficiente di temperatura è − 1,55 mV/°C. Il valore normale di V_{BE7} è 2,515 V (tabella 1). Il fattore di riduzione della polarizzazione è 2,515/4,7 = 0,535, pertanto il coefficiente effettivo di temperatura del diodo zener alla base di *Tr*7 è − 1,55 · 0,535 = − 0,83 mV/°C. Ciò riduce la corrente di collettore e così il coefficiente totale di temperatura effettivo di *Tr*7 riferito alla sua base è 2 − 0,85 = 1,15 mV/°C. Questo valore è soggetto al guadagno dello stadio, pari a 1200/470 = 2,55 volte, il che rende il contributo di Tr_7 alla base di *Tr*8 uguale a 1,15 · 2,55 = 3,05 mV/°C. Combinato con il − 3,18 mV/°C dai precedenti circuiti, il coefficiente globale risultante è − 0,13 mV/°C. Virtualmente si ha perciò un coefficiente di temperatura teoricamente nullo alla base di *Tr*8. Questo è un'eventualità in parte desiderabile, ma solo parzialmente, perchè, se anche non lo abbiamo detto, scegliamo una tensione di zener per D_4, che debba condurre ad un coefficiente di temperatura adatto per l'annullamento teorico completo. Naturalmente, *Tr*8 stesso ha il solito coefficiente di temperatura uguale a 2 mV/°C, che influisce sulla sua corrente di collettore.

Le tolleranze sui coefficienti di temperatura degli zener sono attualmente molto larghe. Ancora, rimangono sempre i fattori più importanti per ottenere un basso coefficiente generale. Questi fattori sono rappresentati dallo stadio differenziale, che attenua anzichè amplificare i coefficienti combinati dei primi stadi e il fatto che il coefficiente di temperatura di *Tr*7 agisce in opposizione. Noi non abbiamo elaborato in dettaglio questo fatto, ma nel caso più sfavorevole non ci aspettiamo che il coefficiente di temperatura alla base di *Tr*8 superi ± 3mV/°C che riteniamo essere ragionevolmente piccolo.

Il processo di commutazione evita di dover usare « la sincronizzazione interna ». Per l'oscilloscopio della Marconi Instruments usato nel corso del progetto, il segnale minimo fino a 1 MHz per « sincronizzazione esterna » è 0,2 V di picco. L'uscita massima normale per avere le tracce pienamente distanziate è 0,25 V di picco. Evidentemente, è desiderabile un segnale di uscita di sincronizzazione di circa 1 V. Occorre dunque un amplificatore supplementare di sincronismo con un guadagno di circa 4 volte. In teoria, i carichi di collettore di *Tr*3 e *Tr*4 non influenzano l'equilibrio dello stadio. In pratica, essi hanno qualche modesto effetto. *Tr*3 ha in c.a. un'impedenza di carico molto bassa, perchè è costituita essenzialmente dalla resistenza di entrata di emettitore di *Tr*7, che è circa 11 Ω. Ciò è importante in quanto le tensioni di segnale sul collettore di *Tr*3 sono trascurabili e l'effetto Miller è assente, il che rende bassa la capacità di entrata di *Tr*3.

Fig. 5 - Si usa un amplificatore supplementare a due stadi alimentato da *Tr*4 per ottenere una uscita maggiore di quella dell'amplificatore e costituente un amplificatore isolato dai segnali di commutazione per sincronizzare la base-tempi dell'oscilloscopio.

Per amore della semplicità, abbiamo deciso di fare in modo che R_{C4} dia la stessa caduta di tensione di R_{C3}; ne consegue che ciò richiede 1,2 kΩ, per cui il segnale sul collettore di *Tr*4 è della stessa ampiezza di quello sulla base di *Tr*8. Come indica la tabella 1, le cadute *RI* nel collettore di *Tr*4 sono un poco minori di quelle nel collettore di Tr_3 (confronta V_{E7} con V_{B10}). L'amplificatore che segue è del tipo descritto nella 2ª Parte, ma impiega un transistore *p–n–p* seguito da un *n–p–n*; il suo circuito è riportato in fig. 5.

I valori di V_{E10} e di $I_{C10} + I_{C11}$ sono subito trovati e appaiono nella tabella 1. Se $R_{C10} = 2{,}2$ kΩ e $V_{BE11} = 0{,}625$ V, la corrente in R_{C10} deve essere 0,625/2,2 = 0,284 mA, e, trascurando la corrente di base, cioè I_{C10}, si deduce I_{C11} = 1,7 − 0,284 = 1,416 mA. Gli altri valori sono riportati nella tabella 1.

Ora è necessario considerare ciò che accade in caso di un forte sovraccarico. Con un dato senso di sovraccarico, Tr_4 è interdetto. Allora V_{B10} è zero, ed entrambi Tr_{10} e Tr_{11} sono bloccati, e non si ha alcun danno. Nell'altro senso, *Tr*3 è interdetto, perciò Tr_4 ha effettivamente la polarizzazione normale per rendere V_{E4} = 2,7 V, ma la resistenza effettiva di emettitore è $R_{E4}/2$ ossia 1,045 ÷ 1,16 kΩ e passa a 2,33 ÷ 2,59 mA. La caduta ai capi di R_{C4} è allora 2,66 ÷ 3,39 V. Perciò, V_{B10} può essere 3,39 V sotto + V_{cc}. Nel caso più sfavorevole, con V_{BE10} = 0,6 V, V_{E10} deve essere 2,79 V sotto + V_{cc} e la corrente in R_{C10} può essere 2,79/0,146 = 6,25 mA. Supponiamo che *Tr*11 vada in saturazione, allora V_{CE11} = 0,2 V. Con V_{cc} = 10,5 V, la caduta ai capi di R_{C11} deve essere: 10,5 − 0,2 − 2,79 ≃ 7,5 V, e la corrente in essa può essere solo 7,5/1,575 = 4,76 mA. Ciò lascia un bilanciamento di 6,25 − 4,76 = 1,49 mA per I_{C10}. Ora V_{BE11} varierà, ma poco e così la corrente in R_{C10} non varierà molto; la differenza 1,49 − 1,16 = 0,33 mA deve essere I_{B11}. Con V_{cc} = 13,5 V, la caduta ai capi di R_{C11} è 10,5 V, e la corrente in essa è 7,35 mA, che è maggiore di 6,25 mA totali in R_{C10}; pertanto, in questo caso, *Tr*11 non andrà in saturazione. In entrambi i casi, le condizioni sembrano di sicurezza.

Dobbiamo pure considerare le possibilità di pericolo, che si possono verificare nei collegamenti all'oscilloscopio, nei particolari dell'attenuatore e, naturalmente, nel generatore dell'onda di commutazione. Lo spazio impedisce di fare una simile discussione, pertanto questi argomenti vengono rimandati alla 4ª Parte di questo articolo.

Tabella 1

Grandezza	Basso	Medio	Alto	Unità
V_{B8}	—	2,7	—	V
V_{BE8}	0,55	0,625	0,7	V
V_{EB}	2	2,075	2,15	V
I_{C8}	5,75	6,27	6,84	mA
r_{e8}	4,5	4,14	3,8	Ω
R_{e8}	318,5	334,1	350,8	Ω
R_{C8}	314	330	347	Ω
A_8	0,895	0,985	1,09	—
R_{C7}	1,14	1,2	1,26	kΩ
I_{C7}	2,15	2,25	2,37	mA
$V_{E3} = V_{E4}$	—	2,7	—	V
V_{B1} e V_{B6}	4,35	4,575	4,8	V
R_{E3} e R_{E4}	2,09	2,2	2,31	kΩ
I_{C3} e I_{C4}	1,17	1,23	1,29	mA
R_{C4}	1,14	1,2	1,26	kΩ
$R_{C4} I_{C4} = V_{B10}$	1,34	1,475	1,63	V*
$I_{C3} + I_{C7}$	3,32	3,48	3,6	mA
R_{C3}	446	470	494	Ω
V_{E7}	1,485	1,64	1,78	V*
V_{BE7}	0,6	0,675	0,75	V
V_{B7}	2,085	2,515	2,53	V*
r_{e7}	12,1	11,6	10,95	Ω
r_{e3} e r_{e4}	20,1	21,1	22,2	Ω
V_{B10}	1,35	1,48	1,63	V*
V_{E10}	0,75	0,8	0,88	V*
$I_{C10} + I_{C11}$	1,52	1,7	1,97	mA
I_{C10}	0,26	0,284	0,358	mA
I_{C11}	1,162	1,416	1,71	mA
R_{C11}	1,425	1,5	1,575	kΩ
$R_{C11} I_{C11}$	1,66	2,12	2,7	V
V_{C11}	2,41	2,92	3,58	V*
V_{CE11}	7,12	9,08	11,09	V

V* = tensione sotto + V_{cc}

da Wireless World - ottobre 1971

Un pre-elaboratore, apparecchiatura di collegamento tra sorgenti di segnali ed elaboratore elettronico

G. Bortolotti e S. Gottardi

Istituto di Fisica dell'Atmosfera del C.N.R. Sezione "Fisica Meteore" Bologna

Sommario

Dopo una breve analisi del problema della pre-elaborazione di segnali nei vari campi di applicazione degli elaboratori, abbiamo discusso la struttura e la logica di funzionamento di un pre-elaboratore di dati costruito per collegare opportunamente le uscite dell'apparato ricevente di una stazione radar interferometrica con l'ingresso di un elaboratore in tempo reale.

Il pre-elaboratore serve a campionare, immagazzinare e trasferire all'elaboratore, a tempi e con modalità opportune, ampiezza e polarità dei segnali provenienti dall'apparato ricevente del radar.

1 – Il problema della pre-elaborazione

Con l'avvento dell'ultima generazione di elaboratori elettronici, che utilizza circuiti integrati ed i più recenti tipi di semiconduttori, è stato possibile realizzare apparecchiature con dimensioni molto limitate, ma con prestazioni ad alto livello che in passato erano proprie solo dei grandi calcolatori. È stato possibile arrivare a tanto anche perché è stata messa a profitto la lunga esperienza conseguita nel campo della costruzione di grandi calcolatori analogici, di simulatori di processi e di impegnative apparecchiature nei più svariati campi.

Tuttavia, uno dei problemi che parzialmente ostacolano la più ampia utilizzazione degli elaboratori elettronici per le misure, l'elaborazione ed il controllo di numerose grandezze fisiche — quali potenziali elettrici forniti da vari tipi di trasduttori e sensori (elettromeccanici, elettromagnetici, elettrochimici, ecc.), o da sistemi telemetrici di diverso tipo e genere — è quello di realizzare apparecchiature versatili atte a trasferire agli ingressi dell'elaboratore morfologia, durata e polarità dei suddetti potenziali. Questa apparecchiatura d'interfaccia tra le sorgenti di informazioni e l'ingresso dell'elaboratore è spesso di complessa realizzazione, poiché in essa deve essere presente una memoria di tipo analogico-digitale a grande flessibilità d'impiego, dato che nei processi di pre-elaborazione debbono essere soddisfatte funzioni (di lettura, memorizzazione e trasferimento all'elaboratore), che possono variare da un'applicazione all'altra.

Innumerevoli sono gli esempi di questo tipo di problematica. In questa sede, comunque, esamineremo due soli casi, che ci sembrano però i più adatti a mettere in luce l'esigenza di una pre-elaborazione: processi industriali e applicazioni alla medicina. Nei processi industriali, la completa automazione ed il controllo dei cicli di produzione vengono ottenuti con l'impiego di trasduttori, attuatori e servomeccanismi vari. Per mezzo dei trasduttori è possibile ottenere una differenza di potenziale proporzionale — a seconda del tipo di rilevatore — a sollecitazioni, deformazioni, forze, spostamenti, accelerazioni, vibrazioni, flussi, temperature, pressioni, intensità luminose, grandezze chimiche, eccetera. Ovviamente questi diversi tipi di trasduttori hanno generalmente caratteristiche dissimili cosicché i potenziali elettrici da loro generati mal si adattano ad essere inviati direttamente ad un elaboratore: è proprio in questi casi che risulta evidente la necessità della pre-elaborazione per facilitare la raccolta di tutti i dati forniti dai diversi tipi di generatori ed il loro trasferimento agli elaboratori in modo da minimizzare i tempi di accesso agli elaboratori stessi.

Un analogo discorso è valido anche in campo medico, dove la diagnostica moderna e le varie esigenze sia cliniche, sia di ricerca esigono la raccolta e l'elaborazione delle più svariate grandezze fisiologiche, essendo spesso necessario correlare tra loro i molteplici rilievi fisiologici. In particolare durante gli interventi chirurgici è necessario tenere costantemente sotto controllo il livello dell'anestesia in funzione dei rilievi elettrocardiografici, elettroencefalografici, fonografici, della frequenza cardiaca, delle pressioni endocavitarie, eccetera. Naturalmente, anche in questo caso i potenziali elettrici raccolti con elettrodi, sonde e sensori di vario tipo sono dissimili tra di loro ed è quindi necessario sottoporli ad una pre-elaborazione prima di trasmetterli all'elaboratore.

Questa nota è appunto dedicata ad un apparato che, per la sua semplicità e per la sua collaudata funzionalità, può essere considerato come un esempio pratico di possibile soluzione. Dopo un breve cenno all'apparecchiatura a cui esso è collegato, abbiamo descritto il funzionamento del pre-elaboratore nel suo insieme facendo particolare riferimento al-

le soluzioni tecnologiche adottate e tralasciando invece le parti circuitali di scarso interesse generale.

2 – Un tipo di pre-elaboratore

2.1 - Sorgente di informazione e pre-elaboratore

L'apparato a cui sono collegati gli ingressi del pre-elaboratore è costituito dal sistema ricevente di una stazione radar interferometrica per lo studio sistematico dei parametri strutturali dell'alta atmosfera (Verniani, 1967; Forattini ed altri, 1968). In pratica questo sistema è composto da sette linee attive (antenne, amplificatori RF ed amplificatori FI). Il segnale presente nella linea centrale viene inviato ad un divisore di potenza a 4 uscite che, dopo essere state sfasate rispettivamente di 0, $\pi/4$, $\pi/2$, $3\pi/4$, vengono ancora suddivise per 6, per un totale di 24 uscite. Questi 24 segnali sono poi confrontati mediante correlatori (o rivelatori a prodotto; Forattini e Sinigaglia, 1967) con altrettanti segnali ottenuti dividendo in 4 ciascun segnale delle rimanenti 6 linee. In questo modo, per ogni impulso di RF ricevuto, all'uscita dei correlatori sono presenti 24 segnali AF contenenti informazioni sulla direzione di provenienza dell'eco meteorica. Esiste poi un canale somma (Bortolotti ed altri, 1970) che ha lo scopo di fornire all'elaboratore di dati un 25° segnale, utile per il riconoscimento degli echi interessanti, per la misura della distanza del punto di riflessione e per la regolazione automatica del guadagno del sistema. Questi 25 impulsi AF presenti all'uscita dell'apparato ricevente hanno ampiezza e polarità diversa in relazione alla provenienza dell'eco. Essi vengono inviati al pre-elaboratore a cui sono affidate particolari funzioni di trasferimento delle informazioni dalle uscite della stazione ricevente all'ingresso di un elaboratore in tempo reale.

2.2 - Struttura e logica di funzionamento del pre-elaboratore

La struttura del pre-elaboratore è presentata nello schema a blocchi di Fig. 1, che illustra anche il suo funzionamento. I 25 segnali AF presenti all'ingresso del pre-elaboratore attraversano il blocco S_1 e quindi si biforcano percorrendo i canali 1 e 2, costituiti rispettivamente dai blocchi A_1 e B_1, A_2 e B_2; infine, attraverso due linee di uscita, essi passano all'elaboratore di segnali. I canali 1 e 2 hanno il compito di trasferire il contenuto di informazione dei 25 segnali video all'elaboratore: il primo canale opera sul contenuto analogico, cioè sull'ampiezza, mentre il secondo opera digitalmente sulle polarità. Vi è inoltre un terzo canale, costituito dai blocchi B_3 e I_3, derivato dal secondo canale tra i blocchi A_2 e B_2: esso serve ad azionare un sistema di controllo luminoso. I due canali 1 e 2 sono a loro volta collegati attraverso blocchi ausiliari (S_2, G_2, G_3), necessari al comando ed al controllo delle operazioni di trasferimento che avvengono con opportune modalità e ad intervalli di tempo (T_0, T_1, T_2) dettati dall'elaboratore. Il blocco S_1 ha il compito di sostituire, nelle fasi di taratura del sistema ricevente i 25 segnali video agli ingressi del pre-elaboratore con opportuni segnali generati dai blocchi G_1 e G_4 in modo che alle uscite del pre-elaboratore siano presenti segnali adatti a verificare o perfezionare i programmi che l'elaboratore deve far compiere a tutto il sistema ricevente. Il generatore esterno G_4 sarà impiegato quando è necessario rendere più versatile il generatore G_1: esso piloterà G_1 in modo che questo produca nella fase di taratura segnali a tempi variabili, corrispondenti alla regione atmosferica compresa tra 80 e 120 km di altitudine.

2.3. - Descrizione dei vari blocchi del pre-elaboratore

2.3.1. - *I canali*. Le caratteristiche elettriche dei segnali AF convogliati agli ingressi dei canali 1 e 2 sono le seguenti: tempo di ripetizione 7.2 ms (uguale per tutti i segnali), durata di ogni singolo segnale 10 μs, banda passante 150 ÷ 200 kHz. Ogni segnale ha inoltre ampiezza e polarità derivanti dalla informazione in esso contenuta. Il blocco A_1, ricevuti questi segnali, deve trasferirli alle sue 25 uscite riproducendone la morfologia di ingresso e dopo averli portati tutti alla polarità positiva. Questa trasformazione è dovuta alle caratteristiche di ingresso del blocco B_1, che può ricevere unicamente segnali analogici unipolari. I valori di picco dei segnali convertiti dal blocco A_1 vengono letti dai circuiti di ingresso del blocco B_1 in un intervallo di tempo dell'ordine di 20 μs (finestra di lettura) e sono quindi immagazzinati in 25 apposite memorie analogiche («sample and hold»). Successivamente, le informazioni contenute in queste memorie sono indirizzate

Fig. 1 - Schema a blocchi che illustra la struttura e la logica di funzionamento del pre-elaboratore di segnali.

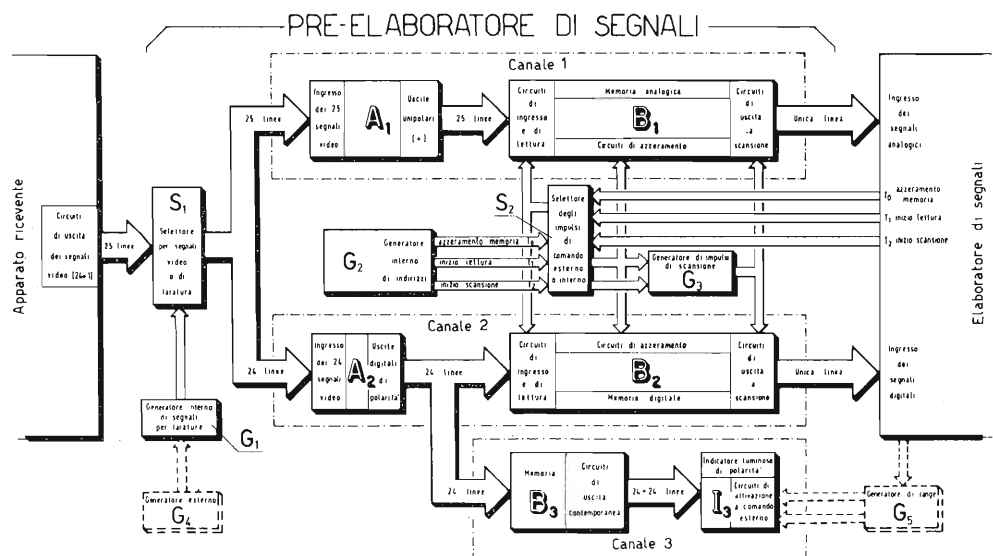
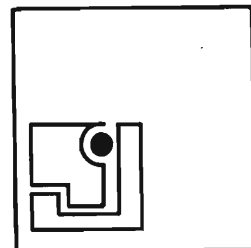



Fig. 1

all'elaboratore su un'unica linea di uscita, in una successione di impulsi la cui durata è 40 µs x 25, e l'ampiezza di ciascun impulso è naturalmente proporzionale ai valori delle singole letture fatte precedentemente. Questi due blocchi, costituenti il canale 1, hanno così trasferito le 25 informazioni di ampiezza all'elaboratore, ma senza peraltro trasferirvi quelle di polarità; quest'ultima operazione è affidata al canale 2, costituito dai blocchi A_2 e B_2. I segnali AF presenti agli ingressi del blocco A_2 sono gli stessi presenti agli ingressi del blocco A_1, eccettuato l'ultimo, in quanto esso ha sempre polarità positiva. I 24 segnali AF vengono convertiti e inviati agli ingressi del blocco B_2 in forma digitale, e lo stato (0 o 1) delle singole uscite, rappresenta rispettivamente le polarità negative o positive dei segnali AF d'ingresso. I circuiti d'ingresso del blocco B_2, dopo aver letto a tempi coincidenti con quelli del blocco B_1, immagazzinano la polarità dei singoli segnali in una memoria digitale a registro. Quindi, contemporaneamente a quanto accade nell'unità di uscita del blocco B_1, anche nell'unità di uscita del blocco B_2 i segnali immagazzinati escono in una successione di 24 bit.

In conclusione, si può dire che questi due canali forniscono all'elaboratore due linee nelle quali scorrono contemporaneamente in uguale successione i due tipi di informazione (ampiezza e polarità) necessari all'elaboratore per i suoi processi logici. Le uscite del blocco A_2, oltre a far capo agli ingressi del blocco B_2, sono convogliate anche agli ingressi del blocco B_3 del canale 3. Questo canale ha la funzione di azionare un sistema di indicatori luminosi a cui è affidato il compito di indicare particolari configurazioni di distribuzione delle polarità dei segnali presenti all'uscita dei rivelatori del sistema ricevente. Ne tralasciamo pertanto la descrizione.

2.3.2 - *Parti ausiliarie.* Quando un'eco è riconosciuta utile, secondo le modalità esposte da Schaffner (1966), l'elaboratore fornisce ai tempi T_0, T_1 e T_2 tre impulsi che, selezionati dal blocco S_2, vengono inviati a B_1, B_2 e G_3. L'impulso al tempo T_1 va ad agire sui circuiti d'ingresso dei blocchi B_1 e B_2, affinché questi realizzino la funzione di lettura ed immagazzinamento. L'impulso al tempo T_2 agisce sul generatore di scansione del blocco G_3, che a sua volta attiva le unità di uscita dei blocchi B_1 e B_2 fornendo loro i 25 bit necessari per la scansione di uscita dei segnali memorizzati. Quando viene meno l'interesse per i dati registrati, l'impulso all'istante T_0, anch'esso selezionato dal blocco S_2, viene inviato agli organi di memoria e di scansione, affinché questi siano pronti ad accettare una successiva sequenza di segnali AF. In fase di taratura, il blocco S_2 è predisposto per sostituire gli impulsi provenienti dall'elaboratore con altri tre impulsi simili (t_0, t_1, t_2), generati internamente al blocco G_2.

I selettori S_1 ed S_2 sono azionati esternamente dall'operatore ogni volta che questi voglia controllare le derive di fase, di frequenza, di banda, di guadagno, di soglia di riferimento, dei vari circuiti di comparazione, ecc. Queste eventuali derive stagionali non comportano la perdita di informazione sui segnali meteorici registrati, poiché la funzione di trasferimento di tutto il sistema sarà sempre nota mediante particolari accorgimenti. Infatti, a brevi intervalli di tempo, all'ingresso del sistema ricevente verranno inseriti segnali meteorici simulati, che permetteranno di conoscere la variazione di tale funzione. Gli echi simulati sono prodotti con un apposito dispositivo descritto da Bortolotti ed altri (1971).

Si può ottenere inoltre un'accurata taratura di tutto il sistema inserendo i vari generatori interni di taratura.

2.4 - Descrizione dei circuiti componenti i blocchi

2.4.1 - *Canale 1.* Come è stato detto in precedenza descrivendo il blocco A_1, i segnali AF devono anzitutto essere portati alla polarità positiva. Per questo abbiamo costruito degli appositi amplificatori unidirezionali. Ciascun amplificatore unidirezionale costituisce una linea raddrizzante attiva, composta essenzialmente da due celle a diodi e da un amplificatore operazionale racchiuso in un circuito integrato. Com'è noto, gli amplificatori operazionali hanno la proprietà di invertire la polarità dei segnali presenti ad uno dei due ingressi lasciando inalterati i segnali presenti all'altro ingresso. Indirizzando perciò, attraverso le due

Fig. 2 - Schema circuitale degli elementi che compongono i canali 1 e 2.

Fig. 3

Fig. 3 - Schema generale di cablaggio: esso pone in evidenza i vantaggi dell'impiego della tecnica modulare, che consente la minimizzazione dei collegamenti ed una maggiore simmetria di distribuzione dei vari circuiti.

celle a diodi, la componente negativa dei segnali AF al primo ingresso e la componente positiva al secondo, abbiamo ottenuto l'unidirezionalità desiderata.

I segnali provenienti dagli amplificatori unidirezionali vengono letti, immagazzinati ed inviati all'elaboratore tramite il blocco B_1, le cui prime due funzioni vengono realizzate da opportuni circuiti (« sample and hold »); l'ultima funzione, cioè l'invio all'elaboratore, è ottenuta mediante circuiti scanner e unità di uscita. Ciascun « sample and hold » (Fig. 2) è costituito essenzialmente da una porta di lettura a diodi, da un circuito a diodo per l'attivazione, da un condensatore, che realizza la memoria analogica e da una porta di azzeramento, sempre a diodi, per la scarica del condensatore.

Il funzionamento è il seguente: l'impulso presente al tempo T_0 fa condurre i due diodi d_4 e d_5 i quali scaricano il condensatore (il cui potenziale era pari al valore della precedente misura) abilitandolo così per una nuova memorizzazione. Durante la scarica del condensatore i diodi d_1 e d_2 della porta di lettura sono interdetti, perché il punto C è mantenuto a potenziale zero dallo stato dell'impulso di comando lettura. Al tempo T_1 questo impulso assume un valore positivo ed il diodo d_3 viene interdetto: il punto C è quindi in grado di portarsi, attraverso la resistenza R, al potenziale del segnale d'ingresso senza peraltro superarlo. Il superamento di questo valore non può avvenire, perché in prossimità di tale potenziale l'interdizione del diodo d_1 cessa e questo passa a condurre, vincolando così il potenziale del punto C a quello d'ingresso. Durante questa operazione il condensatore, che era scarico, si porta al potenziale del punto C attraverso il diodo d_2. Cessato l'impulso di comando lettura, il punto C si riporta al potenziale zero attraverso il diodo d_3, il diodo d_2 viene interdetto ed il condensatore rimane carico al valore di picco precedentemente letto fino all'arrivo di un nuovo impulso di azzeramento. L'informazione presente nel condensatore viene trasferita ai circuiti di ingresso dello scanner tramite un inseguitore catodico realizzato con transistori ad effetto di campo, la cui elevata impedenza d'ingresso permette di non alterare l'informazione memorizzata nel condensatore.

Lo scanner è costituito da un amplificatore operazionale: ad uno dei suoi ingressi è inviato il segnale proveniente

dal «sample and hold», all'altro l'impulso di scansione proveniente dal generatore del blocco G_3, impulso che abilita l'amplificatore a trasferire il segnale d'ingresso alla sua uscita. Poiché le informazioni devono essere inviate all'elaboratore su un'unica linea, abbiamo sommato questi segnali provenienti dai rispettivi scanners mediante un apposito circuito. Tutti i segnali sommati, prima di essere inviati all'elaboratore, attraversano un amplificatore a bassa impedenza d'uscita.

2.4.2 - *Canale 2.* Come abbiamo già detto descrivendo il blocco A_2, i circuiti d'ingresso trasferiscono in forma digitale alle loro uscite le polarità dei segnali AF d'ingresso. La polarità positiva, corrispondente allo stato logico 1 produce un segnale di 5 V, mentre la polarità negativa corrisponde allo stato 0 e non produce nessun segnale di uscita. I singoli circuiti, che analizzano la polarità del segnale AF, sono composti da un comparatore e da un elemento di uscita. Il funzionamento del comparatore si basa sul confronto di due segnali, uno dei quali è il segnale AF mentre l'altro è dato da una tensione di riferimento che costituisce la soglia di scatto. Lo stato significativo di uscita del comparatore indica se la soglia è stata superata e quindi la polarità del segnale AF. La soglia di scatto è posta ad un valore prossimo allo zero, per rendere sempre possibile la misura della polarità. I segnali presenti alle uscite dei comparatori sono inviati simultaneamente ai circuiti di ingresso del blocco B_2. Quest'ultimo blocco consiste in n circuiti di lettura e in una memoria a registro. Gli ingressi dei circuiti di lettura sono attivati da un impulso al tempo T_1, lo stesso che attiva i circuiti di lettura del blocco B_1. I valori di queste letture sono trasferiti ed immagazzinati nella memoria a registro che al tempo T_2, comandata dallo stesso impulso del blocco B_1, fa uscire a scansione, attraverso la porta («gate») d'uscita, i segnali digitali riguardanti le polarità precedentemente memorizzate. L'azzeramento di queste unità di memorizzazione digitale è affidato, come per le unità analogiche, all'impulso presente al tempo T_0.

2.5 - Soluzioni tecnologiche adottate

Tanto la costruzione meccanica quanto i circuiti elettronici sono tutti realizzati su base modulare, soluzione che facilita grandemente la manutenzione e le sostituzioni. Grazie alla sua struttura modulare, è possibile aumentare il numero dei circuiti fondamentali del pre-elaboratore rendendone così flessibile l'impiego in funzione delle eventuali esigenze del problema allo studio. La riduzione nella lunghezza del cablaggio consentita da questa tecnica e le connessioni dirette tra un circuito e quello successivo (come si può vedere in Fig. 3), hanno permesso di minimizzare i percorsi dei vari conduttori garantendo la massima simmetria e rendendo trascurabili gli effetti degli elementi parassiti in modo da conseguire un notevole incremento di stabilità.

Abstract. After a brief analysis of the problem of signal pre-processing in different fields, we have described the structure and operational logic of a preprocessor that we have built to perform peculiar connecting functions between the receiver outputs of an interferometric radar station and the input of a real-time processor. The instrument is used for sampling, storing and transferring to a processor, at suitable times, amplitude and polarity of signals coming from the radar receiver.

Bibliografia

G. Bortolotti, A. Dardi, C. Franceschi e S. Gottardi: Simulatori di radioechi meteorici, « L'Antenna », 11, 424-427, 1971.

G. Bortolotti, A. Dardi, S. Gottardi, M. Schaffner, G. Sinigaglia e F. Verniani: L'apparato ricevente del sistema radar per lo studio dell'alta atmosfera, « Geofisica e Meteorologia », 19, 9-15, 1970.

F. Forattini e G. Sinigaglia: Rivelatore di fase per echi meteorici, « Alta Frequenza », 36, 1157-1159, 1967.

F. Forattini, M. Schaffner, G. Sinigaglia e F. Verniani: Sistema di interferometri a prodotto ed elaboratore di segnali per radar atmosferico, « Ricerca Scientifica », 38, 95-101, 1968.

M. Schaffner: The Circulating Page Loose System, a new solution for data processing, Radio Meteor Project Research Report n. 15, 1966.

F. Verniani: Progetto CENFAM di un sistema radar multistazione per lo studio delle meteore e dell'alta atmosfera. Atti del XVI Convegno dell'AGI, 175-187, 1967.

Si è chiusa la 50°
Fiera Campionaria di Milano

A. Nicolich

La grande fatica degli organizzatori e degli espositori si è felicemente conclusa il 25 aprile.

Mezzo secolo è trascorso dalla prima edizione della Fiera; a ricordo di quel lontano avvenimento l'Ente fiera ha ricostruito con scrupolosa fedeltà storica su circa mq 1000 una suggestiva parte dell'allestimento fieristico, che nel 1920 fu creato lungo i bastioni di Porta Venezia. Se l'encomiabile idea ha pizzicato le corde della commozione negli affaticati cuori di coloro che percorsero, con incessanti decelerazioni e cambiamenti di rotta (come adesso), quei viali, alla sommità degli obsoleti baluardi, non ha lasciato indifferenti neanche i giovani, perché vi hanno ravvisato il germe del «marketing» e delle «public relations» che stanno attualmente alla base dello sviluppo economico-industriale del mondo intero.

Da un primo necessariamente incompleto consuntivo tracciato dal Presidente Avv. Adrio Casati, deduciamo qualche dato orientativo: 11.149 espositori; area occupata dall'esposizione 260.546 mq; 76 partecipazioni ufficiali (20 Paesi africani, 22 americani, 26 europei, 7 asiatici, , 1 australiano).

Particolare menzione merita la massiccia e volitiva inserzione dei popoli africani, che intendono allinearsi rapidamente con quelli che per consenso universale, sono ritenuti i più avanzati; si palesa nettamente la ferrea volontà, di partire dal punto di arrivo dei popoli modello; saltando lunghe e noiose tappe intermedie, per riabilitare il continente nero e dare una misura dell'alto livello di civiltà raggiunto.

Non si può ancora parlare di volume di affari concretandolo in cifre precise, ma i 120.000 stranieri che nelle due «giornate del Cliente» (18 e 21 aprile) hanno affollato i padiglioni fieristici hanno intavolato e in parte concluso un incoraggiante e potente movimento tecnico-commerciale, che viene a costituire un nuovo e fondamentale aspetto della Fiera Campionaria: questa attenua decisamente il suo carattere spettacolare di esposizione e acquista quello di convegno, capace di accogliere centinaia di migliaia di convenuti, fra industriali, economisti, autorità governative mondiali, che con i loro incontri, elaborano quel capolavoro creativo generatore di lavoro, che dà vita ai popoli, sviluppa il progresso e conquista gli spazi. Questo mutamento di mansioni ci consola compensando qualche delusione, che ci ha un poco amareggiato notando l'assenza di colossi elettromeccanici, che intimidivano nelle passate stagioni fieristiche, l'assenteismo degli espositori in taluni padiglioni (ad es. quello della cine-ottica-fotografia); o constatando la riduzione dimensionale della mostra elettrotecnica e elettronica, dove la fioritura di prese, spine e interruttori è inadeguata a rappresentare l'industria del ramo e suona come una confessione di carenza.

E' a tutti nota la recessione in atto dal 1970-1971 e la difficoltà quasi drammatica in cui si dibatte la nostra industria elettrotecnica-radiotelevisiva, situazione che non poteva non avere ripercussioni alla 50ª Fiera di Milano e aggravata dall'incredibile assegnazione a Ditte estere degli scarsi ordini di costruzione, che anche se non ciclopici, sarebbero stati ossigeno e viatico al settore elettrotecnico italiano (non si dimentichi però che il generatore di ossidi e l'ostia consacrata si usa propinarli ai moribondi). Una pietra sullo stomaco dunque il settore elettro-radio-TV, che tanto amiamo, che ci appartiene e al quale apparteniamo, ma fortunatamente in altri settori le cose vanno meglio, tanto che nel comunicato numero 67-1972 del Servizio Stampa fieristico si afferma che «l'economia italiana ha in sé sufficienti forze di recupero per un rilancio».

Chiudiamo la nostra breve divagazione sulla Fiera del cinquantenario auspicando che il rilancio si verifichi al più presto in un clima produttivo rinnovato, politicamente più sereno, dove le masse cessino di essere scioperanti per potersi di nuovo fregiare del titolo di lavoratrici e dove gli aspiranti al «crumirino d'oro» vadano scomparendo.

Notevolmente importanti le iniziative di contorno, oltre alla già ricordata ricostruzione storica di una parte della 1ª Fiera Campionaria di Milano (1920): 1° - giornata dedicata alla stampa nazionale ed estera (15-4); 2° - emissione di francobolli commemorativi nei tre valori 25, 50 e 90 lire; 3° - serie di Convegni, Congressi, Conferenze. Precisamente: VII Simposio Internazionale di Zootecnica (15, 16 e 17-4); giornata medica idroclimatologica internazionale (15-4); Tavola rotonda sui nuovi sistemi tecnologici per la stampa (15-4); 4° - incontro dei sindaci delle grandi città del mondo (17-4); 5° - XIII rassegna internazionale del documentario cinematografico marinaro (18 e 19-4); 6° - giornata del trasporto aereo (18-4); 7° - assemblea del «Club dei vini di Francia» (18-4); 8° - Convegno TA (tessile e abbigliamento) (18-4); 9° - XXIII Convegno giornate della chimica (19 e 20-4); 10° - conversazione sul tema «La borsa: strumento di un vecchio o di un giovane mondo?» (19-4); 11° - Incontro europeo dello sviluppo dell'America Latina (19, 20 e 21-4); 12° - convegno sull'inquinamento (20-4); 13° - incontro sul turismo (24-4); 14° - convegno indetto dalla contabilità OSO (24-4); 15° - giornata europea sull'acciaio nell'edilizia come rivestimento delle pareti esterne ed interne (21-4); 16° - convegno internazionale E.N.P.I. (21-4); 17° - XXI convegno economico africano (21 e 22-4); 18° - cerimonia della premiazione della XIII Rassegna internazionale del documentario cinematografico marinaro e consegna della «Targa d'oro» Fiera Milano al primatista delle tre gare motonautiche internazionali di Milano, Parigi e Berlino (21-4); 19° - incontro dei maestri del lavoro d'Italia (22-4); 20° - IX giornata INA (22-4); 21° - incontro economisti internazionali (22 e 23-4); 22° - convegno degli approvvigionatori (23-4); 23° - riunione dedicata al commercio estero (24-4); 24° - comunicazione ufficiale dell'UNIDIROT (24-4).

Come si vede, il programma delle iniziative laterali è ricchissimo; ognuno dei Congressi o Convegni ecc. ha un suo preciso scopo e tutti hanno quello di compensare certe deficienze tecnologiche, come ad esempio la troppo scarsa presentazione di novità e la esigua applicazione del controllo numerico alle macchine utensili esposte in Fiera.

Modulatori ad anello

Roger - CH Honoré - a cura di G. Frateschi

Prima di descrivere i modulatori ad anello, propriamente detti, ci sembra utile dire qualche cosa sulla modulazione senza portante per la quale è stato immaginato questo tipo di modulatore.
La modulazione senza portante consiste in una modulazione d'ampiezza (abbreviata M.A.) nella quale non si conservano che le bande laterali. Se si esamina l'analisi spettrale di una tale trasmissione si constata che la linea centrale caratterizzante la detta portante in una M.A. classica è sparita: figura 1.
Matematicamente l'espressione di un segnale modulato si riduce a:

$$U_{HF} = \frac{U_{BF}}{2} \cos 2\pi \, (f_0 - F) \, t$$

$$- \frac{U_{BF}}{2} \cos 2\pi \, (f_0 + F) \, t$$

L'espressione della portante (U_0 sen $2\pi \, f_0 \, t$) è eliminata. In più, l'amplificazione delle componenti è notevolmente ridotta poichè, con la stessa efficacia di modulazione, si passa dalla figura 2*A* a quella 2*B*.
Si deve così rilevare che la nozione di profondità di modulazione non interviene più, siccome c'è il valore da cresta a cresta del segnale B F che condiziona l'ampiezza del segnale R F.
Si ottiene dunque una considerevole economia di energia « per la medesima informazione trasportata »; le curve sviluppate rappresentanti la B F hanno, nei due casi, la medesima ampiezza; ma in M.A. le due curve sviluppate s'intersecano.

In un collegamento radio-elettrico il vantaggio di una M.A. senza portante è evidente: la portata di una tale stazione emittente si trova aumentata di due volte circa, la potenza irradiata essendo in certo modo utilizzata completamente per il segnale modulante. Vanno segnalate certe particolarità: raddoppio della frequenza di ripetizione dell'inviluppo; inversione repentina di fase della componente R.F. all'incrocio degli inviluppi (vedere fig. 2).

Queste « anomalie » spariscono automaticamente alla ricezione allorchè si pratica una reinserzione della portante, alla demodulazione.
Oltre la ricerca di rendimento energetico favorevole, questo sistema di modulazione senza portante si giustifica nondimeno allorchè si desidera il minimo ingombro tanto in frequenza quanto in ampiezza.
Realizzata con « modulatori ad anello », la M.A. senza portante viene utilizzata normalmente nella telefonia a correnti portanti, in M.F. stereofonica a « sottoportante pilota », nella televisione tricromatica (sistema NTSC e PAL), nelle radiotrasmissioni O.C. in banda laterale unica.

Modulatori ad anello a diodi

È il sistema attualmente più impiegato, ma l'apparizione dei dispositivi a circuiti integrati modifica la situazione. Lo schema di principio è indicato nella fig. 3; esso si compone di un reticolo di quattro diodi intercalato fra un trasformatore B.F. (T_1) ed un filtro di banda (T_2) del quale una presa centrale riceve la corrente portante uscente da T_3.
L'entrata della « portante » è forte: poco importa allora se il segnale è sinusoidale o rettangolare. Noi vedremo tuttavia che la forma rettangolare è preferibile.
Allorchè le alternanze di R.F. sono positive a sinistra (*G*) del trasformatore T_3, i diodi D_1 e D_3 sono conduttori. Le correnti R.F. si richiudono al punto *B*, dopo aver preso un'altra direzione in *A*.
Quando i diodi di cui sopra sono conduttori, essi equivalgono ad un corto-circuito per la tensione B.F. fornita dal secondario di T_1. Per questo segnale, si stabi-

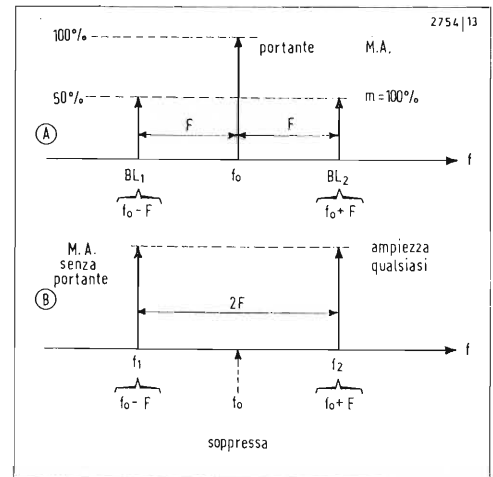
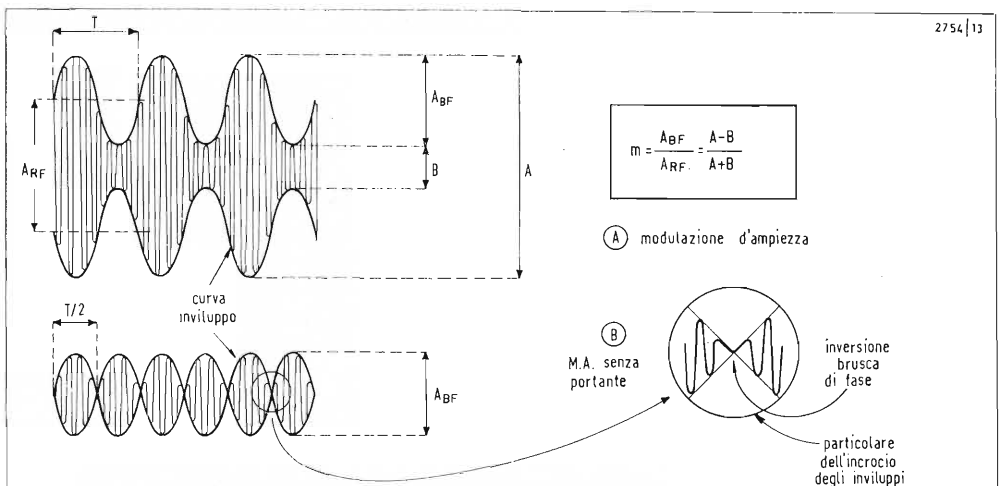
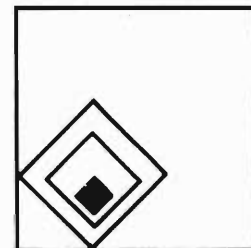



Fig. 1 - Analisi spettrale di una modulazione d'ampiezza classica con la portante (*A*) e senza portante (*B*).

Fig. 2 - Confronto di onde modulate nella modulazione di ampiezza con e senza portante.

lisce una corrente circolante come indica la figura 4*A*. Il secondario del T_2 determina allora una tensione istantanea con le polarità arbitrarie della figura.
Allorchè l'alternanza del segnale portante cambia di senso, un potenziale negativo si manifesta pressochè istantaneamente in *A*, ciò che rende conduttori i diodi D_2 e D_4 e blocca gli altri.
Durante questo tempo, i periodi dei segnali R.F. e B.F. essendo molto dissimili, si suppone che la tensione U_{BF} non abbia cambiato di senso e ch'essa progredisca lentamente verso il massimo U_1 (fig. 3).
I diodi conduttori si comportano come corti-circuiti, la corrente uscente da U_{BF} circola come indica la figura 4*B*: essa cambia di senso nel trasformatore T_2.
Questo processo si traduce in una specie di spezzatura del segnale B.F. per mezzo del segnale portante con la presenza simultanea degli inviluppi positivo e negativo. Si tratta di un vero commutatore elettronico della tensione modulante al ritmo dell'alta frequenza (fig. 5). La repentina inversione di fase che si produce a ciascun incrocio degli inviluppi si manifesta da sola poichè a questo punto preciso il segnale B.F. cambia « pure » di senso. Se la selettività del trasformatore T_2 non è troppo grande ed essa congloba senza attenuazione notevole le due bande laterali BL_1 e BL_2 distanziate di 2 *F* (fig. 3), la tensione U_m è rigorosamente proporzionale a U_{BF}. Se i trasformatori T_1 e T_2 hanno un rapporto di trasformazione uguale all'unità, le ampiezze di U_m e U_{BF} sono parimenti molto vicine.
La tensione di R.F. non interviene, si è visto, che per servire di commutazione essa sostituisce in qualche modo un paio di invertitori che modifichino ad alta velocità il senso della corrente. Si comprende allora facilmente che la forma non ha guari importanza: il segnale portante deve essere di preferenza rettangolare allo scopo di rispettare il più possibile l'inviluppo di B.F., ma quando la frequenza portante è troppo alta in rapporto a quella di B.F., la forma del segnale portante non ha alcuna importanza.

Modulatore ad anello per C.I.

Si possono rimpiazzare i diodi con quattro transistori, ma l'ingombro pone dei problemi ed i vantaggi, che sorgono da que-

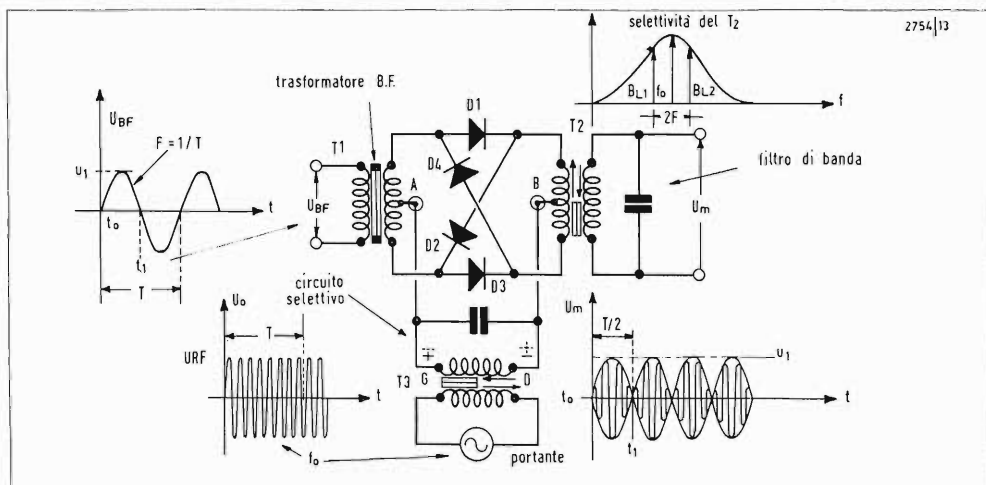



Fig. 3 - Schema fondamentale e funzionamento del modulatore ad anello.

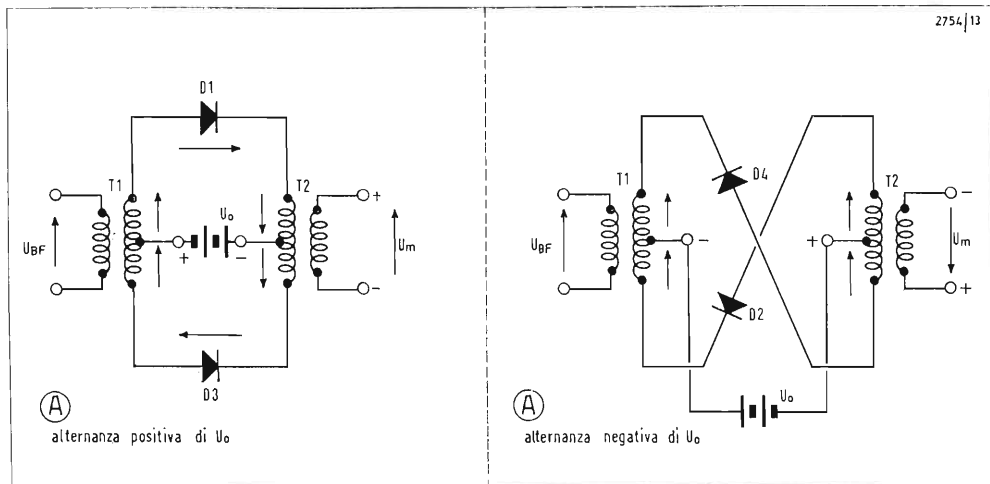



Fig. 4. Sch.ma equivalente del modulatore ad anello.

sto adattamento diventano nulli. Per contro, l'impiego di un circuito integrato conglobante quattro transistori appaiati, perfettamente identici, costituisce un progresso tecnologico evidente.
Citeremo per promemoria il circuito TAB101 de LA RADIOTECNIQUE (fig.6). La realizzazione di un tale modulatore ricalca quella utilizzante i diodi; tuttavia, conviene alimentare in modo opportuno i transistori. Partendo da questa considerazione noi troviamo una carica normale di collettore raddoppiata perchè ha due linee riportate sul + 9 V (vedere fig. 7). Le basi dei transistori ricevono convenientemente il segnale portante; una polarizzazione di + 1,5 V limita il bloccaggio dei transistori e sono le alternanze di R.F., che sbloccano alternativamente le coppie T_1/T_2 e T_3/T_4.
La componente B.F. viene applicata all'emettitore tramite un ponte di resistenze al fine di evitare il corto-circuito del generatore data la bassa impedenza di entrata degli emettitori. Infatti, la scelta delle resistenze nel circuito della figura 7 deriva dal sistema di accordo, dall'adattamento dell'impedenza, dalle sorgenti di corrente continua, dal circuito integrato. Solo il costruttore può dare efficacemente il procedimento di calcolo da seguire.
Il funzionamento è molto vicino a quello del modulatore a diodi: le figure 8*A* e *B* spiegano chiaramente ciò che accade per ogni alternanza della corrente portante. Talora, T_1 e T_2 sono conduttori, e generano un'alternanza U_m di polarità data (*A*); altre volte sono T_3 e T_4, che conducono ed allora il segnale U_m cambia di senso (*B*).
Si stabiliscono così, alternanza per alternanza, i due inviluppi della figura 5. Le forme d'onda nella modulazione si spiegano nel modo che segue.
Si può vedere, nella figura 9, che le correnti provenienti da T_1 e T_2 s'intersecano quando appaiono quelle di T_3 e T_4. Le creste delle alternanze del segnale portante seguono una modulazione che è la ripetizione del segnale di B.F. e la ricombinazione di ciascuna corrente determina il doppio inviluppo particolare della figura 9*F*. Come più sopra con i diodi, la portante è sparita salvo che nel riempire gli archi delle sinusoidi inviluppate.
Il marcato vantaggio di questo tipo di modulatore a circuito integrato risiede

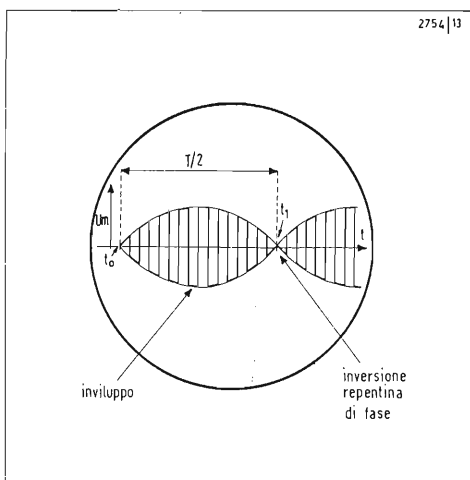



Fig. 5. Frastagliatura dell'inviluppo della B.F. per effetto della corrente portante qui supposta di forma rettangolare.

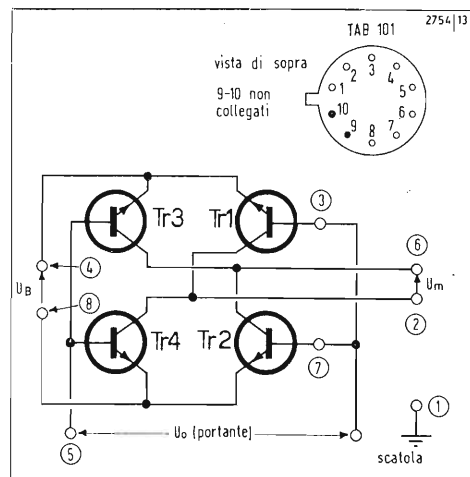



Fig. 6 - Circuito equivalente di un modulatore a transistori realizzato con circuito integrato (TBA101)).

Fig. 7 - Esempio di modulatore ad anello realizzato partendo da un TBA101.

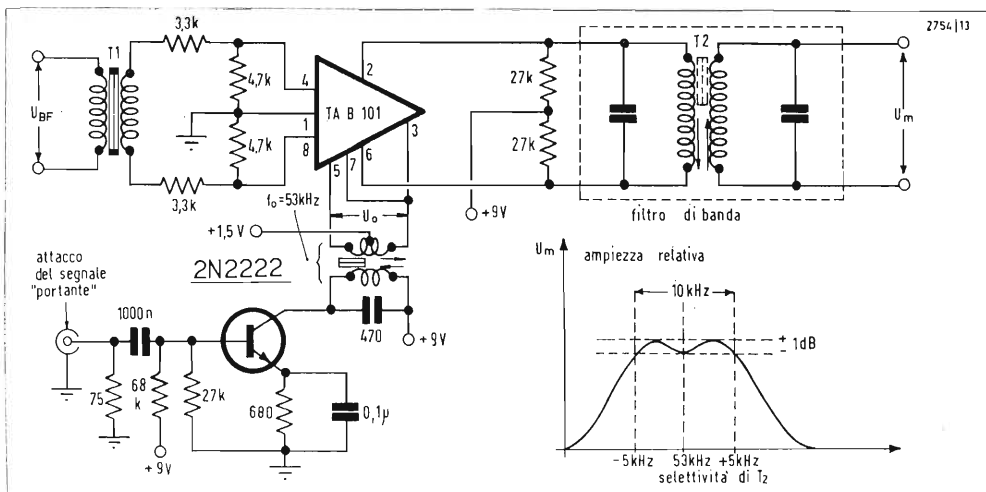
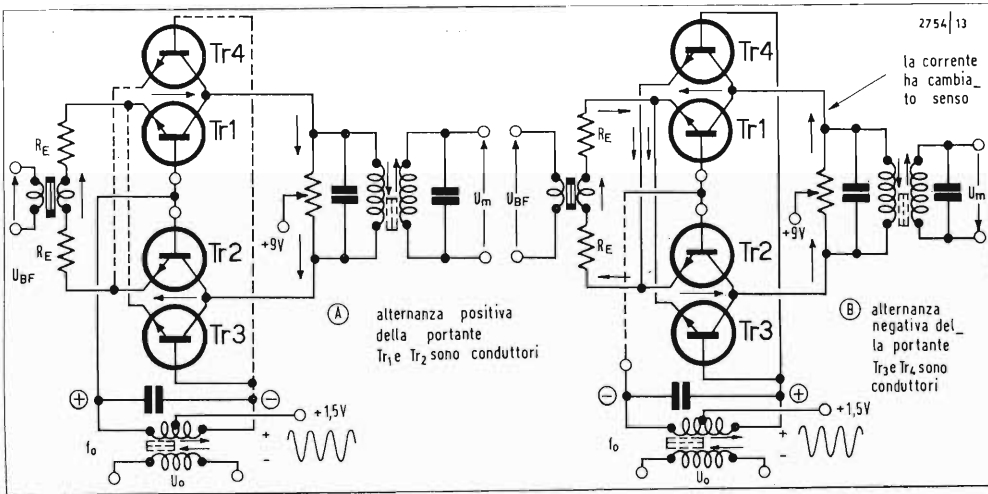
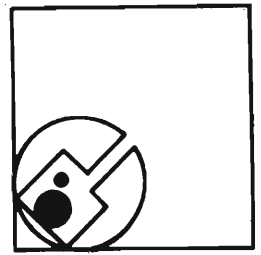



Fig. 8 - Funzionamento del TBA101 e senso delle correnti nei transistori modulatori.

nel fatto dell'entrata in potenza delle basi: ne deriva una vera commutazione e, benchè l'entrata di R.F. sia connessa ad una sorgente sinusoidale, le forme d'onda modulate diventano rettangolari, almeno per ciò che concerne le correnti.

Sfortunatamente, la banda passante di T_2 non è mai troppo larga e, appena che la frequenza di lavoro aumenta, le creste si arrotondano. Ciò non disturba per niente il funzionamento del sistema dal momento, ricordiamocelo, che la portante rimane nettamente più elevata che la B.F.

Nella modulazione stereo-multiplex, utilizzata in M.F., il fatto di cui sopra pone effettivamente dei problemi, perchè la cresta della B.F. s'accosta assai vicino alla frequenza centrale

f_0 = 53 kHz

B.F. max. = 15 kHz

L'entrata in potenza delle basi del TAB101 si impone per evitare che le curve sviluppate siano deformate. Malgrado tutto, una composizione simile a quella della figura 7 non può guari accettare una B.F. superiore a 5 kHz. Riserviamo dunque questo circuito per l'elaborazione di un generatore di M.F. stereo per laboratorio.

Fig. 9 - Forme d'onda nei diversi transistori del circuito integrato per f_0 = 15 KHz. Le creste sono teoricamente rettangolari, ma in realtà leggermente arrotondate.

Fig. 10 - Caratteristiche del modulatore ad anello: *A*) Tensione modulata in funzione della corrente portante. *B*) tensione modulata in funzione dell'entrata di B.F. Per conoscere la tensione R.F. applicata realmente al modulatore, occorre moltiplicare il valore per 57, guadagno dello stadio selettore del 2N2222 (V_0 normale di 0,4 V circa).

Messa a punto

La messa a punto di un modulatore ad anello a diodi o a C.I. si opera in due modi:

con l'analizzatore di spettro o, più semplicemente, con l'oscilloscopio, se questo ha delle caratteristiche sufficienti per dilatare e stabilizzare la zona ove si intersecano gli inviluppi.

Innanzi tutto, bisogna disporre di un'entrata di R.F. e B.F. tale che il segnale sia effettivamente modulato all'uscita: queste tensioni verranno regolate in modo che gli inviluppi abbiano un contorno sinusoidale.

Per il circuito integrato un valore ottimale di tensione R.F., determina la massima ampiezza di questi inviluppi, Per contro, non sembra che vi siano limiti all'entrata della B.F., dal momento che questa non supera la polarizzazione di base dei transistori del C.I.

Si tracciano così le curve *A* e *B* della figura 10; esse verificano ciò che è stato detto sopra.

Una modulazione ad anello non è conveniente che « quando è ben equilibrata ». Per far questo, la reiezione della portante centrale deve essere la più grande possibile, ciò che si verifica nel modo che segue se si ricorre al banco di prova della figura 11.

Si agisce simultaneamente sull'entrata di R.F. e sull'accordo dei circuiti del trasformatore T_2. Per favorire l'accordo di quest'ultimo, si può renderlo provvisoriamente assai selettivo smorzandolo con una resistenza o distanziando gli avvolgimenti allo scopo di ridurre l'accoppiamento.

Sull'oscilloscopio, si ricerca l'inversione di fase della corrente portante al punto di giunzione degli inviluppi (Fig. 12). Un passaggio progressivo da un alternanza all'altra è da bandire: l'opposizione di fase deve prodursi nettamente.

Sullo schermo dell'analizzatore di spettro, si deve vedere non solamente sparire la linea centrale portante, « ma le bande laterali devono avere ampiezze identiche » (fig. 13).

Infine, sopprimendo la B.F., la R.F. residua su f_0 deve cadere molto in basso: la reiezione raggiungerà almeno 50 dB, ciò che si ottiene assai facilmente con lo schema della figura 7.

da Electronique Professionelle 10-71

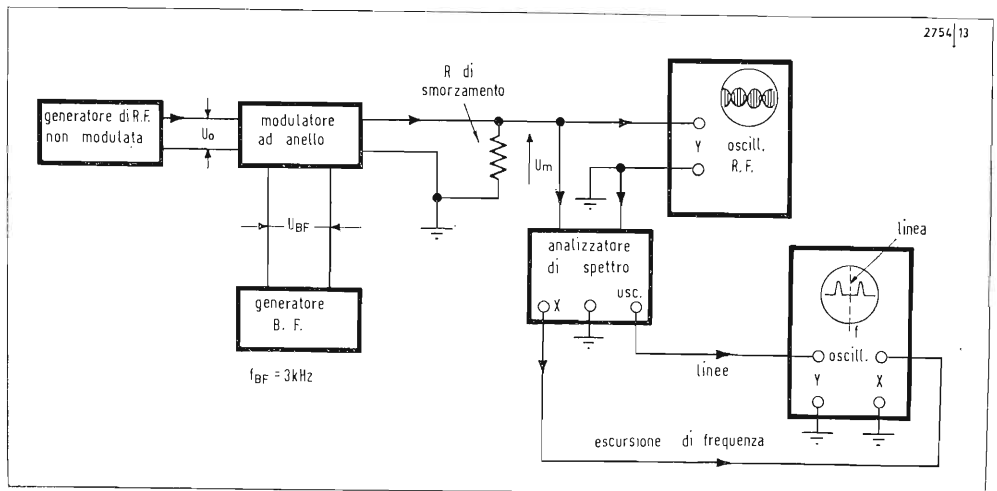



Fig. 11 - Banco di prova per la messa a punto di un modulatore ad anello.

Fig. 12 - Osservazione con l'oscilloscopio del punto di giunzione degli inviluppi.

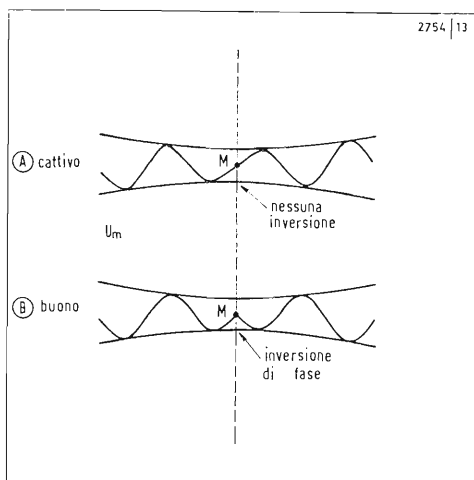
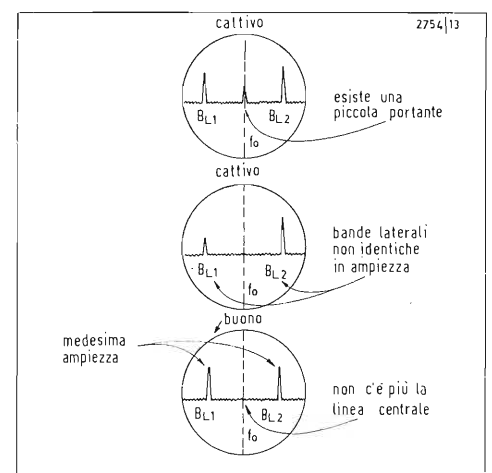



Fig. 13 - Osservazione con l'analizzatore di spettro dei segnali di una M.A. senza portante.

Il progetto logico dei multivibratori bistabili

M. Santoni

Introduzione

Il multivibratore bistabile o « flip-flop » è il componente più usato nei calcolatori elettronici come elemento di memoria. In particolare è utilizzato come stadio di contatori binari, come elemento di memoria nei registri ed in genere come componente essenziale delle reti sequenziali che realizzano le operazioni logiche ed aritmetiche del sistema digitale.
L'avvento della tecnologia dei circuiti integrati ha favorito in maniera determinante lo sviluppo dei calcolatori elettronici, permettendo la realizzazione miniaturizzata delle reti che costituiscono i sistemi digitali. Questo ha permesso di aumentare notevolmente il numero dei flip-flop per unità di volume e quindi di accrescere la capacità di calcolo di queste macchine.
In vari articoli apparsi sulle riviste italiane ed estere si è sempre cercato di dare la spiegazione analitica del funzionamento di multivibratori bistabili di vario tipo, senza però spiegare come è stato ottenuto quel determinato schema. Così facendo si lascia il lettore incerto e dubbioso su alcune scelte tecnologiche che sono essenziali per la comprensione delle reti integrate.
Riteniamo pertanto che sia necessario illustrare, anche se in modo sommario, alcuni aspetti fondamentali del progetto logico di due tipi di flip-flop, lo SR ed il JK, che sono alla base di quasi tutte le reti logiche utilizzate nei calcolatori elettronici. Si intende così fornire al lettore la giustificazione delle fondamentali scelte tecniche, che ad un primo e non approfondito esame gli saranno sembrate assurde o poco economiche.

Algebra di Boole e porte logiche

Per progetto logico (o sintesi logica) di un dispositivo si intende la sequenza di operazioni, che, partendo da una tabella di descrizione, permettono la realizzazione di uno schema funzionale formato dalla interconnessione di porte logiche precedentemente definite.
Per primo ci occuperemo del flip-flop di tipo SR. Esso è essenzialmente una rete sequenziale, in quanto le sue uscite dipendono dall'evoluzione dei valori degli ingressi. Noto il suo funzionamento, cioè l'evoluzione delle uscite in funzione di quella degli ingressi, si può costruire la tabella di verità che ne descrive il funzionamento. Da questa si risale ad una funzione logica, che definisce completamente lo schema logico del dispositivo. Prima di vedere come ciò sia possibile è necessario richiamare alcune nozioni di algebra booleana.(*)
I sistemi digitali sono costituiti da circuiti logici di tipo binario; sono infatti formati da componenti che possono assumere soltanto due stati. Pertanto ai transistori utilizzati in questi componenti è permesso di lavorare od in saturazione od in interdizione e mai nella regione attiva. Tutto ciò per uniformare le reti ai due valori « vero » e « falso » propri dell'algebra booleana, da cui derivano le reti logiche dei sistemi digitali.
Se il tipo di logica è quella *positiva* il « vero » o livello « 1 » corrisponde al livello più alto della tensione; viceversa con la logica *negativa* il « vero » corrisponde al livello più basso della tensione che diventa così il livello « 1 ».
Si vedrà più avanti come il tipo di logica influisca sullo schema da usare.
L'algebra booleana presenta numerose analogie con l'aritmetica che noi tutti conosciamo ed è perciò di facile comprensione anche per chi non ha una solida preparazione matematica. Nell'ambito dell'algebra booleana si possono definire moltissime funzioni logiche, le variabili che in esse figurano hanno la particolarità di poter assumere solo i due valori « 0 » ed « 1 ».
I tre operatori fondamentali, usati per la descrizione delle funzioni logiche sono l'*OR*, l'*AND* ed il *NOT*. (C'è anche l'*OR* esclusivo: 0, ma a noi non interessa).
A questi operatori corrispondono le tabelle 1, 2 e 3 di verità dove *A* e *B* sono due variabili binarie, che possono cioè assumere solo i due valori « 0 » ed « 1 ».

Tabella 1.

A	*B*	$Y = A + B$
0	0	0
0	1	1
1	0	1
1	1	1

Operatore *OR*;

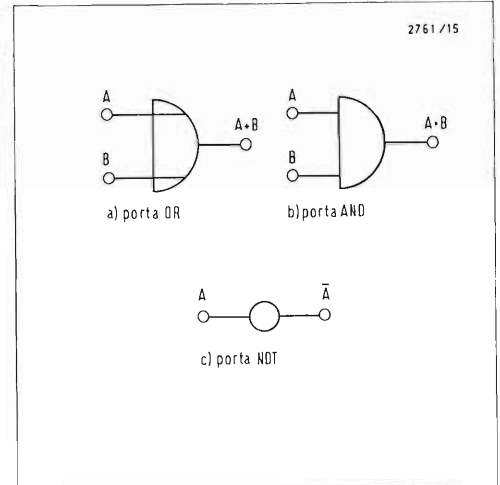



Fig. 1

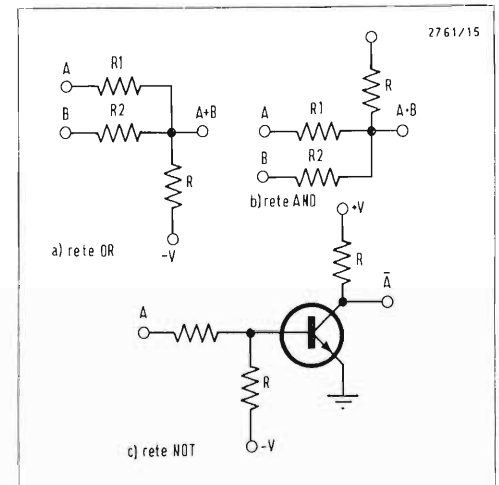



Fig. 2

(*) Si tratta dell'algebra introdotta nella seconda metà del secolo scorso dall'inglese George Boole per formalizzare la logica (G. Boole: « An investigation on the laws of thought », 1854).

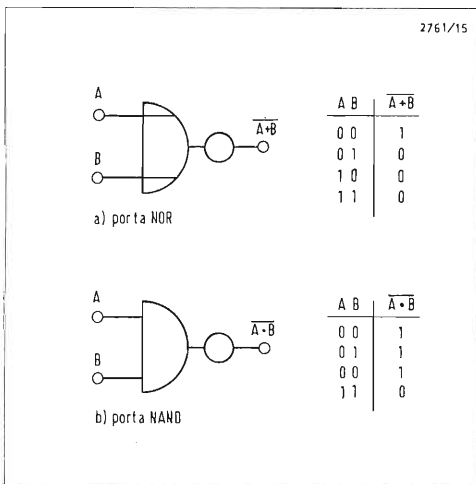



Fig. 3

Fig. 4

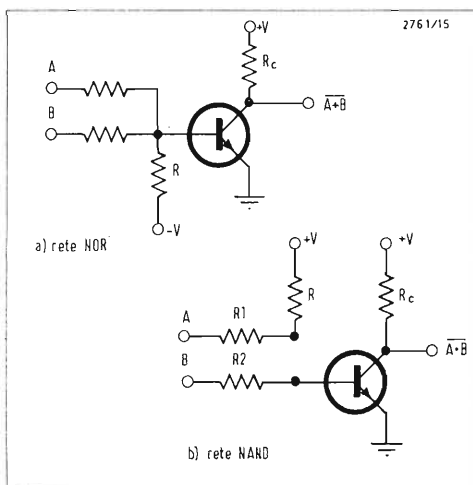
Tabella 2.

A	B	$Y = A \cdot B$
0	0	0
0	1	0
1	0	0
1	1	1

operatore *AND*;

Tabella 3.

A	$Y = A$
0	1
1	0

operatore *NOT*.

La fig. 1 mostra le descrizioni dei morsetti, ed i simboli impiegati per rappresentare i tre circuiti logici combinatori corrispondenti agli operatori ora descritti. I circuiti ai quali fanno riferimento questi simboli possono essere di vario tipo a seconda della famiglia logica di appartenenza. Si possono avere circuiti logici con transistori ad accoppiamento diretto (*DCTL*), a diodi e transistori (*DTL*), a soli transistori (*TTL*), a resistori e transistori (*RTL*) ed altri.
Le considerazioni che faremo sono valide per qualsiasi famiglia di logica; per semplicità ci occuperemo solo dei circuiti RTL. In particolare, per i tre operatori prima descritti si avranno le reti fisiche di fig. 2, dove la logica adottata è quella positiva.
Se si adottasse la logica negativa la rete *OR* funzionerebbe da *AND* e viceversa, mentre non cambierebbe il *NOT*.
In realtà le reti logiche integrate che si trovano in commercio, solo raramente (in casi particolari) sono costituite da porte *OR*, *AND* e *NOT*. Infatti se si collegano tra di loro (sia in serie che in parallelo) un gran numero di queste porte, sorgono dei problemi sulla trasmissione del segnale tra i vari stadi logici. Si rende allora necessaria l'inserzione di stadi amplificatori per riportare il segnale al livello desiderato.
La soluzione migliore è usare solo porte *NOR* o *NAND*. Tali porte si ottengono facilmente collegando in serie nel primo caso una porta *OR* con una *NOT*, nel secondo una porta *AND* con una *NOT*.
In fig. 3 sono mostrati i due simboli usati per rappresentare queste porte e le rispettive tabelle di verità.
Le reti fisiche che realizzano i due operatori *NOT* e *NAND* sono riportate in fig. 4.
In base alle considerazioni precedentemente fatte e dall'esame delle tabelle di verità, si comprende subito come una porta che in logica positiva realizza l'operatore *NOR*, funzioni invece da *NAND* in logica negativa. Dalle reti si comprende poi che è il transistore delle porte *NOT* che provvede alla rigenerazione del segnale. Questo subisce però anche una inversione e ciò potrebbe sembrare un grave inconveniente; ma si vedrà in seguito come si possa trasformare una rete logica contenente porte *OR*, *AND* e *NOT* in una rete equivalente composta solo di porte *NOR* o solo di porte *NAND*.
Occupiamoci ora della descrizione e del progetto logico del flip-flop di tipo *SR*.

Sintesi del flip-flop di tipo SR

Il multivibratore bistabile *SR* è di fondamentale importanza poichè è ad esso che ci si può riferire per il progetto degli altri tipi di bistabile; cosa che noi faremo per il flip-flop *JK*.
Rappresentiamo il nostro flip-flop per mezzo di una scatola chiusa come quella di fig. 5. Essa ha due uscite del tipo a livello u ed $\overline{u}$ e tre ingressi pure a livello, di cui due provenienti dall'esterno *S* (set) ed *R* (reset) ed uno y proveniente da u attraverso una linea di ritardo. Con y si indica lo stato interno al tempo presente e con Y lo stato interno al tempo successivo. Il comportamento della scatola è descritto nei seguenti quattro punti.
I) Se il segnale di comando è inviato contemporaneamente su entrambi gli ingressi *S* ed *R* non si conosce quale sarà il valore delle uscite.
II) In assenza di segnale di comando su *S* ed *R* la rete si mantiene nello stato presente: $y = Y$.
III) Se la rete è nello stato y = « 1 », il comando su *R* fa cambiare lo stato, mentre se si invia il comando su *S* lo stato non cambia.
IV) Se la rete è nello stato y = « 0 », il comando su *S* fa cambiare lo stato, mentre se si invia il comando su *R* lo stato non cambia.

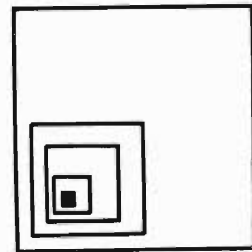



Tabella di verità

S	R	y	Y
0	0	0	0
0	1	0	0
1	0	0	1
1	1	0	–
0	0	1	1
0	1	1	0
1	0	1	1
1	1	1	–

Fig. 5

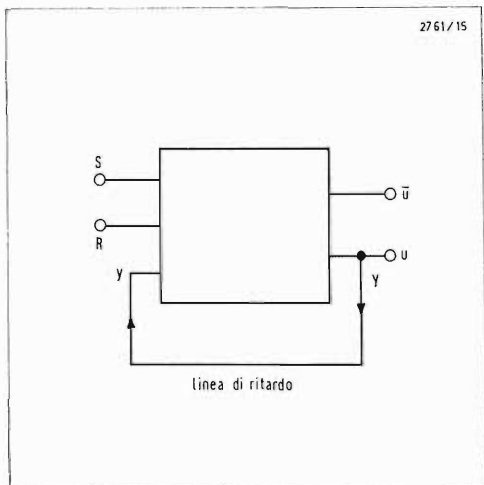
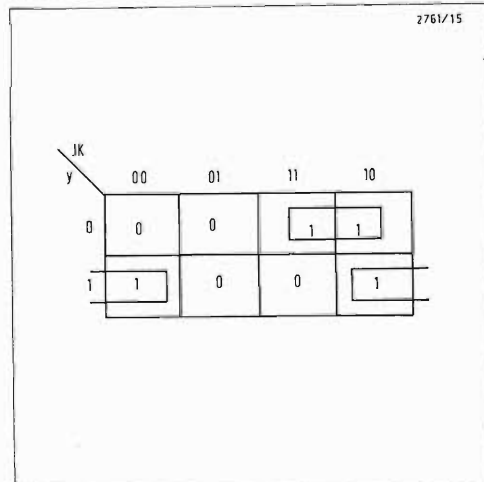



Fig. 6

Questa descrizione corrisponde al funzionamento di un flip-flop di tipo *SR*, dove si abbia anche $Y \equiv u$.

In base al comportamento ora descritto si può compilare la tabella di verità riportata a lato. Si suppone di partire da uno stato y = « 0 ».

L'assenza del segnale o il comando su *R* lascia immutato lo stato (prime due righe). Col comando su *S* lo stato interno passa da « 0 » ad « 1 », mentre non si sa cosa accade col comando contemporaneo su *S* ed *R*, per cui si mette il simbolo « – » (non specificato). Analogamente si procede nel caso che lo stato interno di partenza sia y = « 1 » e si compilano così le ultime quattro righe.

Dalla tabella di verità si ricava la mappa di Karnaugh (*). Questa è un metodo pratico e sintetico di rappresentare la tabella di verità. Nel nostro caso la tabella di verità ha otto righe, che derivano dalla formula:

$N_{righe} = 2^n$

dove n è il numero delle variabili binarie. Di conseguenza la mappa avrà otto caselle e sarà quella rappresentata in fig. 6. Nelle sue caselle sono riportati gli otto valori che assume Y per le diverse combinazioni delle variabili binarie R, S e y.

Per la sintesi della corrispondente rete logica combinatoria, si segue il procedimento di Quine-Mc Cluskey (**), che si basa sulla ricerca degli implicanti principali, determinandoli direttamente sulla mappa. Nel nostro caso i due implicanti principali sono facilmente riconoscibili; essi sono segnati sulla mappa. Si ottiene allora la funzione logica in forma *SP* (somme di prodotti) che rappresenta Y:

$Y = S + \overline{R} \cdot y$

e che descrive compiutamente la rete logica che realizza il flip-flop. Da questa espressione infatti si risale facilmente alla struttura interna della scatola chiusa. Si ottiene la rete logica di fig. 7, che è composta dalla interconnessione di porte *OR*, *AND* e *NOT*.

Vedremo ora come si può trasformare questa rete in una equivalente che contiene solo porte NOR o solo porte NAND. Per spiegare come ciò sia possibile occorre richiamare due teoremi fondamentali dell'algebra booleana.

I teoremi di De Morgan

Per poter trasformare una rete logica contenente porte di diverso tipo in una

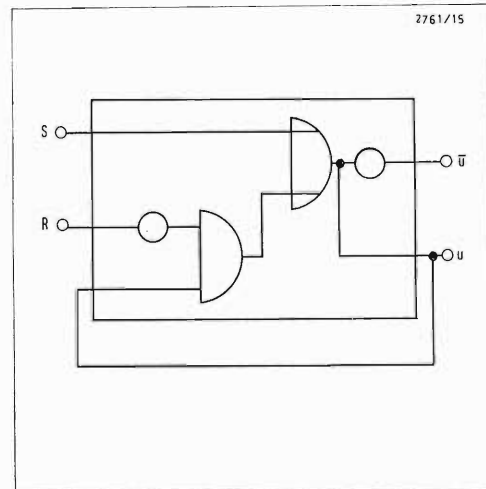



Fig. 7

rete con solo porte *NOR* o *NAND* occorre rifarsi alle leggi della dualità.

Fu A. De Morgan (1806-1871) nel 1858 a dimostrare per primo le leggi della dualità e certo non immaginava neppure quale sarebbe stata la loro utilità un secolo dopo.

Per passare da un'espressione logica binaria alla sua duale occorre complementare tutta l'espressione e tutte le variabili che vi compaiono a cambiare gli *OR* in *AND* e viceversa.

I teoremi di De Morgan dimostrano l'uguaglianza di due espressioni duali e sono validi per qualsiasi numero di variabili. La loro formulazione è data dalle 1):

$$\overline{A + B} = \overline{A} \cdot \overline{B} \qquad (1)$$
$$\overline{A \cdot B} = \overline{A} + \overline{B}$$

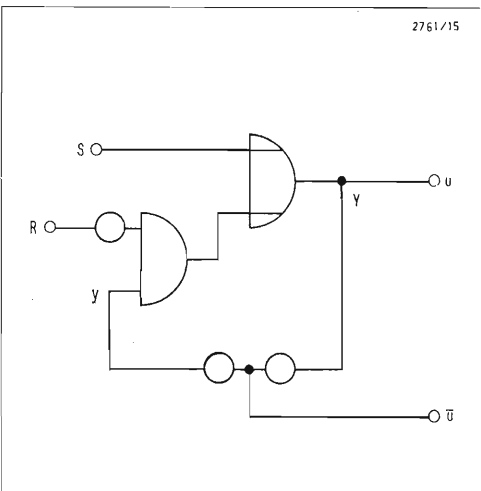
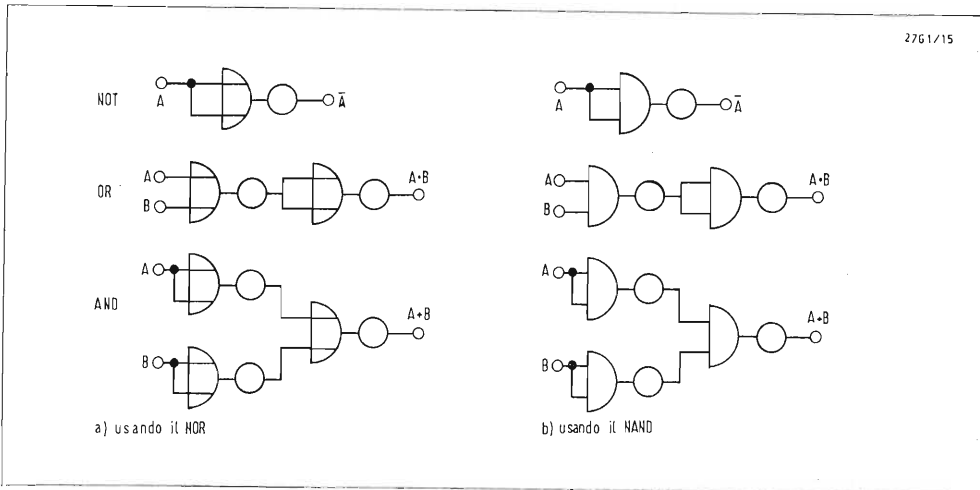
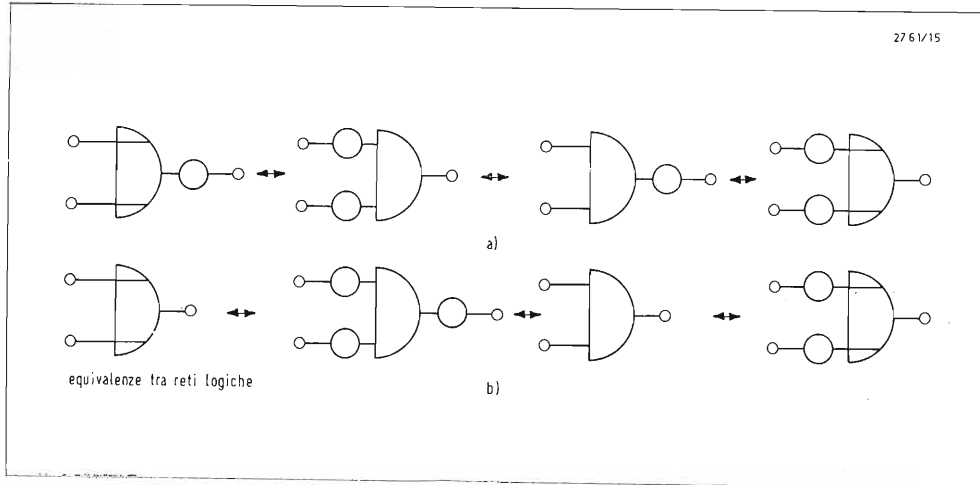
Da queste derivano anche altre due formule di passaggio tra espressioni duali: 2), che mostrano ancora più chiaramente il procedimento da seguire per ottenere un'espressione duale.

$$A + B = \overline{\overline{A} \cdot \overline{B}} \qquad (2)$$
$$A \cdot B = \overline{\overline{A} + \overline{B}}$$

Dalle 1) e dalle 2) si ricavano le equivalenze tra reti logiche riportate in fig. 8.

(*) Karnaugh M.; « The Map Metod for Syntesis of Combinational Logic Circuits », Trans. AIEE vol. 72 pt. I, pp. 593-598, 1953.
(**) Vedi bibliografia.

Fig. 8

equivalenze tra reti logiche

Tramite le 1) e le 2) si può realizzare la trasformazione di una rete qualsiasi in una equivalente formata solo da porte *NOR* o *NAND.* Ma prima di passare a quest'ultimo punto è necessario giustificare la completezza funzionale delle due porte *NOR* e *NAND*. Per completezza funzionale si intende la capacità a sostituire totalmente le tre porte fondamentali. Per far ciò basta mostrare come sia possibile realizzare le porte *OR, AND* e *NOT* facendo uso di sole porte *NOR* o *NAND*. Le reti che si ottengono sono mostrate in fig. 9.
Siamo così in grado di eseguire la trasformazione della rete di fig. 7 in una equivalente composta di sole porte *NOR* o sole porte *NAND.*

La trasformazione

La trasformazione può essere ottenuta sia manipolando l'espressione che descrive il flip-flop *SR* con l'uso dei teoremi di De Morgan, sia operando per gradi sulla rete con l'innesto di porte e con la successiva applicazione delle equivalenze di fig. 8. Illustreremo per primo questo secondo metodo, che risulta più comprensibile e poi passeremo all'altro, che è però più semplice ed immediato.
Sulla rete di fig. 7 innestiamo due porte *NOT* in serie in modo da ottenere quella di fig. 9.
Applichiamo ora la prima equivalenza di fig. 8*a*, per cui si ottiene la rete riportata in fig. 10, che è composta di due porte *NOR* collegate testa-coda e dove si hanno le seguenti funzioni logiche per le uscite u ed $\overline{u}$:

$$u \equiv Y = \overline{R + \overline{S} \cdot \overline{y}}$$
$$u \equiv Y = \overline{S + \overline{R} \cdot y}$$

Ovviamente in modo analogo si può ottenere una rete costituita di sole porte *NAND* da utilizzare in logica negativa. Si comprende allora che è il tipo di logica adottato, che determina quale tipo di porta sia contenuto nella rete del flip-flop. Infatti quando si passa dalla logica positiva a quella negativa le porte *NOR* si trasformano in porte *NAND* e viceversa. Questa affermazione è chiaramente dimostrata dalle seguenti considerazioni.
Dalla rete di fig. 7 si ottiene facilmente quella di fig. 11*a*, da cui applicando i teoremi di De Morgan segue la rete di fig. 11*b*, dove si hanno le seguenti funzioni

a) usando il NOR
b) usando il NAND

Fig. 9

Fig. 10

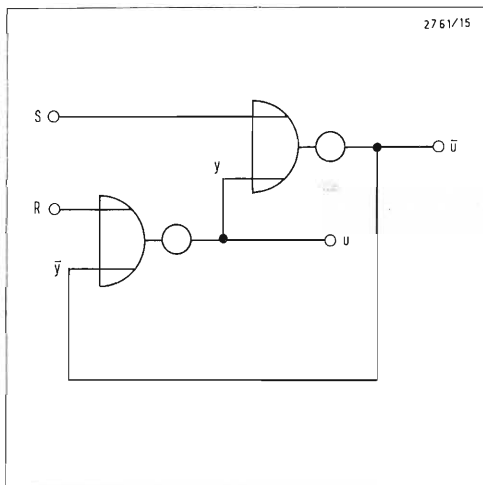
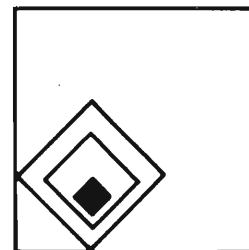



Fig. 11

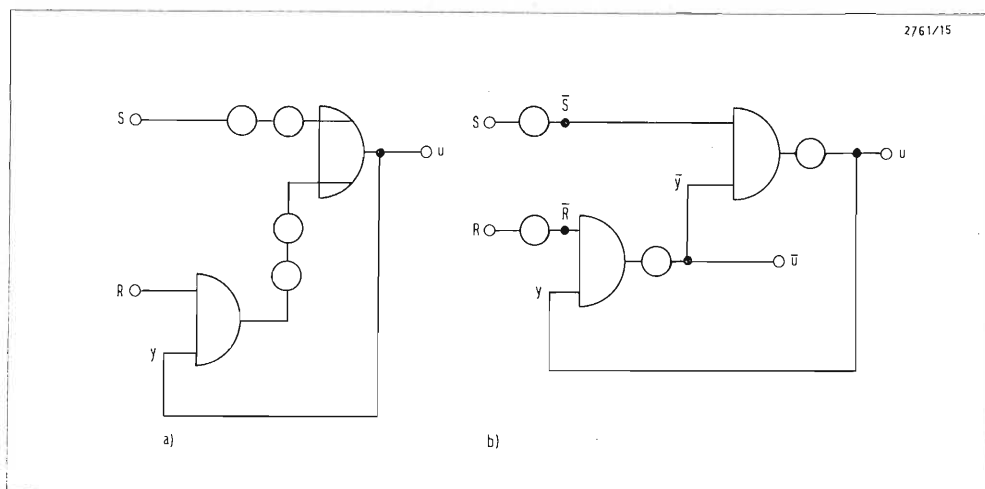



Fig. 12

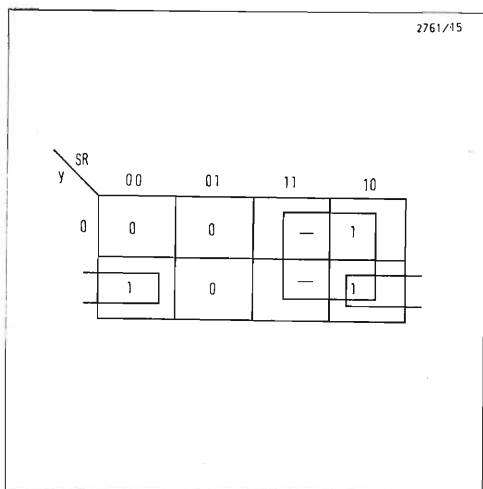



Fig. 13

Tabella di verità.

J	K	y	Y
0	0	0	0
1	0	0	1
0	1	0	0
1	1	0	1
0	0	1	1
1	0	1	1
0	1	1	0
1	1	1	0

logiche per le uscite u ed $\overline{u}$:

$u \equiv Y = \overline{\overline{S} \cdot \overline{R \cdot y}} = \overline{S} \cdot (R + \overline{y})$

$\overline{u} \equiv \overline{Y} = \overline{\overline{R} \cdot \overline{\overline{S} \cdot \overline{y}}} = \overline{R} \cdot (S + y)$

Come già detto, gli stessi risultati si potevano ottenere trasformando con i teoremi di De Morgan le funzioni, che definiscono le uscite del flip-flop : $u \equiv Y$ ed $\overline{u} = Y$. Infatti si ha:

$\overline{\overline{Y} = S + \overline{R} \cdot y} = \overline{\overline{S + \overline{R + y}}}$

da cui si ricava facilmente lo schema di fig. 10; mentre per l'altra uscita si ha:

$Y = S + \overline{R} \cdot y = \overline{\overline{S} \cdot \overline{\overline{R} \cdot y}}$

da cui si ricava facilmente lo schema di fig. 11*b*.

Abbiamo così ottenuto il flip-flop di tipo *SR*, che, come si vedrà, è anche parte essenziale del filp-flop di tipo *JK*.

Sintesi del flip-flop di tipo JK

Il flip-flop *JK* si differenzia dallo *SR* per la sua caratteristica di cambiare stato anche quando il segnale di comando è applicato su entrambi i morsetti d'ingresso *J* e *K*. La tabella di verità è analoga a quella del flip-flop *SR*, salvo che in corrispondenza della combinazione 1 1 dei valori di *J* e *K* si ha il cambiamento dello stato interno.

La mappa corrispondente è quella di fig. 12 e su di essa sono già delimitati gli implicanti principali da cui si ottiene la seguente funzione logica in forma *SP* che rappresenta *Y*:

$Y = J \cdot \overline{y} + \overline{K} \cdot y$

Questa può essere facilmente trasformata. Come primo passo si aggiunge un termine che vale zero: $y \cdot \overline{y}$, poi si applicano i teoremi di De Morgan fino ad ottenere una conveniente espressione:

$$Y = J \cdot \overline{y} + \overline{K} \cdot y = J \cdot \overline{y} + \overline{K} \cdot y + y \cdot \overline{y} = J \cdot \overline{y} + (\overline{K} + \overline{y}) \cdot y = J \cdot \overline{y} + \overline{K \cdot y} \cdot y$$

A questo punto se si pone: $S = J \cdot \overline{y}$ ed $R = K \cdot y$, si ottiene di nuovo l'espressione:

$Y = S + \overline{R} \cdot y$

Questo importante risultato ci permette di utilizzare un flip-flop *SR* per ottenere la rete logica che realizza il flip-flop *JK*. Si ottiene allora lo schema di fig. 13.

Questo non è ancora quello che ci interessa, ma ci serve come passaggio intermedio per ottenere una rete dove fi-

gurano solo porte *NOR* in logica negativa. Per i teoremi di De Morgan, sono dimostrate le due relazioni seguenti:

$$J \cdot \bar{y} = \overline{\bar{J} + y} \qquad (3)$$
$$K \cdot y = \overline{\bar{K} + \bar{y}}$$

Utilizzando le 3), dallo schema di fig. 13 si ottiene la rete cercata che è riportata in fig. 14. Essa rappresenta lo schema pratico di un flip-flop di tipo *JK* funzionante in logica negativa e composto da quattro porte *NOR*. Se poi nella rete di fig. 13 si utilizza un filp-flop *SR* per logica negativa e si inseriscono due porte *NOT* ai suoi ingressi, si ottiene facilmente il flip-flop *JK* per logica positiva composto di sole porte *NAND*, che è riportato in fig. 15. È opportuno ancora una volta osservare che è solo il tipo di logica usato, che definisce il tipo di porte usate nei dispositivi illustrati. Come infatti si può osservare, cambiando il tipo di logica si invertono anche le uscite.

Conclusioni

Attraverso procedimenti di sintesi propri delle reti logiche abbiamo definito le reti, che, nella moderna tecnologia, vengono utilizzate per realizzare i flip-flop di tipo *SR* ed *JK*. Si è cercato così di fornire al lettore gli elementi per comprendere determinate scelte fatte dalla tecnologia nel campo di circuiti integrati digitali e per capire come tali scelte siano giustificate dalla teoria delle reti logiche. Gli schemi forniti sono per ingressi a livello, l'estensione a reti comandate da impulso orologio è immediata.

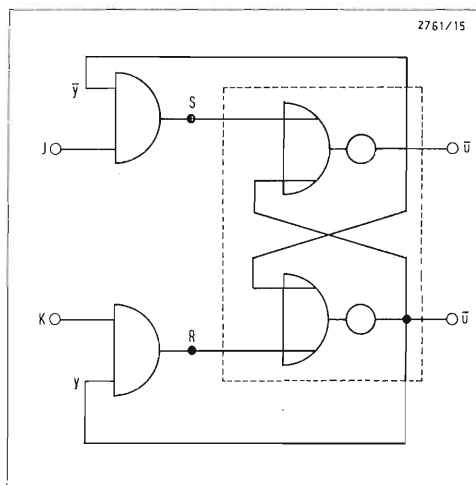



Fig. 14

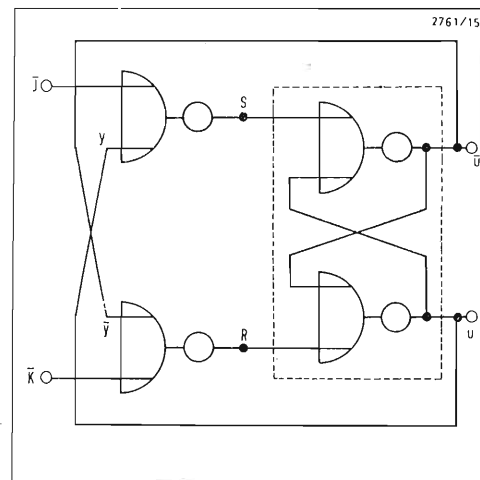



Fig. 15

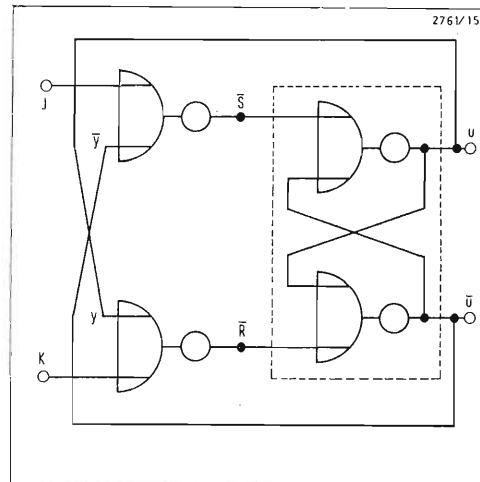



Fig. 16

Bibliografia

1. E. J. McCluskey: « Introduction to the Theory of Switching Circuits ». Mc Graw - Hill, 1965.
2. Pietro Provolo: « Circuiti Integrati » Edizioni Publistampa, 1970.
3. P.F. Sacchi: « Circuiti integrati digitali serie FJ ». Philips S.p.A. Sezione Elcoma 1969.

LIBRI RICEVUTI:

Dizionario di Ingegneria (Vol. 4°)

E' uscito il 4° Volume del Dizionario d'Ingegneria edito dall'Unione Tipografico-Editrice Torinese, fondata da Eligio Perucca, seconda edizione rinnovata e accresciuta sotto la direzione di Federico Filippi.

Il 4° volume comprende le voci da « dB » a « Fabulite ».

Come nei primi tre volumi, il testo è preceduto dall'elenco dei collaboratori (qui del 4° volume), dalle istruzioni per la consultazione (abbreviazioni, ordine delle voci, sistema metrologico, unità di misura, prefissi per fattori di moltiplicazione, simboli di grandezze fisiche, segni matematici e convenzionali, principali costanti della Fisica).

La trattazione è condotta con la completezza e la concisione caratteristiche dell'opera. Sono riportate anche voci straniere divenute di uso comune e più note delle corrispondenti voci italiane, che pertanto risultano meno espressive (ad es. non è agevole riconoscere un « dumper » in un « tombarello »).

Testo di 1026 pagine UNI A3; 1576 illustrazioni nel testo; 1 tavola fuori testo; L. 30.000.

Un nuovo decodificatore PAL

Sistema usato nei ricevitori di TV a colori portatili Teleton

A. Becker - a cura di A. Rovelli

Il ricevitore di TV a colori Teleton modello VX1110 sta arrivando sul mercato inglese provenendo dalle linee di produzione della General Corporation in Giappone e merita attenzione in particolare per il nuovo concetto di decodificazione del colore che sfrutta. Si basa su brevetti di circuiti elaborati da Yasumasa Sugihara, direttore tecnico della General Corporation per il sistema Colornet inteso per cinescopi a colori a proiettore elettronico singolo. In una forma modificata, il sistema ha trovato una nuova applicazione.

Le sue caratteristiche salienti possono essere meglio comprese confrontando le figure 1 e 2, che illustrano i percorsi del segnale in un normale decodificatore PAL e nel circuito Teleton rispettivamente.

Per ragioni di convenienza, si è utilizzato in questa esposizione un decodificatore PAL S (cioè « Semplice », cioè che non fa uso della linea di ritardo nel canale di crominanza), ma è ovvio che i mezzi ivi impiegati si adattino egualmente bene al PAL completo.

In entrambi i casi il segnale segue il normale cammino triplo:

1. attraverso la linea di ritardo di luminanza, allo stadio di uscita di luminanza;
2. attraverso l'amplificatore/filtro di crominanza, ai demodulatori $B - Y$ e $R - Y$;
3. attraverso il circuito porta del burst, al generatore della sottoportante.

Mentre i percorsi 1 e 2 sono virtualmente identici nei due decodificatori, il percorso 3 segue una via diversa nel nuovo circuito. Invece di controllare un singolo oscillatore, il segnale viene usato a pilotare due differenti rigeneratori di subportante, uno a 4,43 MHz e l'altro a 4,43 MHz + $f_H/2$ (ove f_H è la frequenza di scansione di riga). Bisogna ora ricordare che anche la frequenza 4,43 − $f_H/2$ soddisferebbe le condizioni circuitali. La sottoportante 4,43 MHz è portata direttamente al demodulatore $B - Y$, mentre la sottoportante sfalsata viene opportunamente elaborata per demodulare il segnale $R - Y$ secondo i requisiti specifici del sistema PAL. Questa elaborazione ha luogo in unità funzionali designate « modulatore di fase » e « formatore di denti di sega » in fig. 2. Questi circuiti, combinati con l'oscillatore sfalsato, producono sia la commutazione di fase, sia l'identificazione di fase, nel modo seguente.

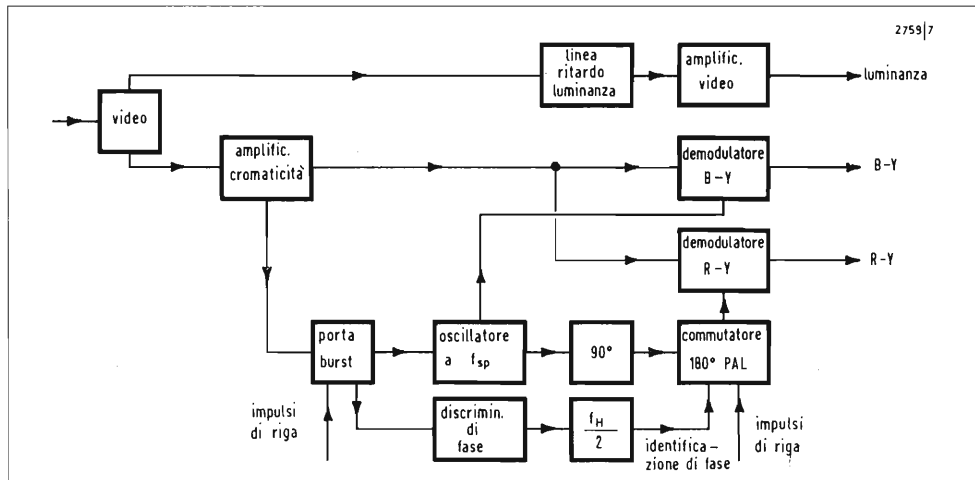



Fig. 1 - Schema a blocchi di un decodificatore PAL, per un ricevitore sistema « PAL semplice »

Fig. 2 - Schema a blocchi del decodificatore usato nel ricevitore di TV a colori con f_{sp} = 4,43361875 MHz (nel testo 4,43 MHz).

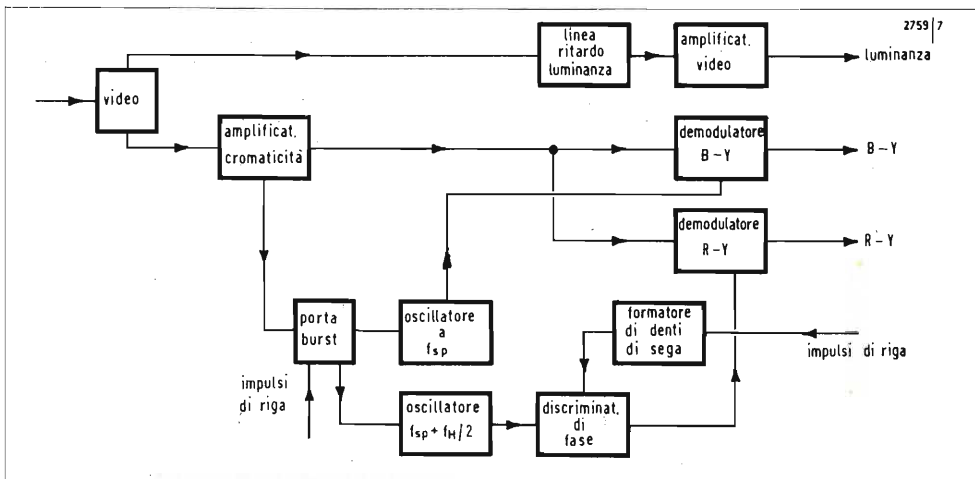
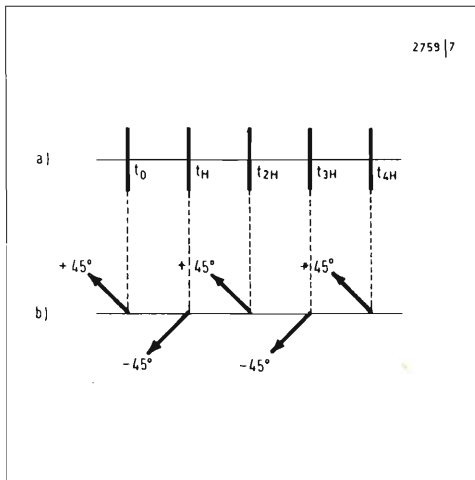
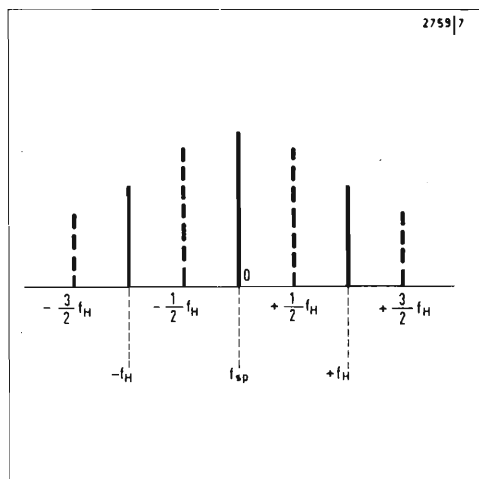



Fig. 3 - *a*) Sequenza degli impulsi di sincronismo di colore aventi velocità di ripetizione f_H; *b*) corrispondenti angoli di fase dei « burst alternati ».

Fig. 4 - Spettrogramma indicante la frequenza nominale del « burst », f_{sp} e le bande laterali risultanti dalla sua variazione di fase, equivalente a modulazione secondo la frequenza $f_H/2$.

La fig. 3*a* rappresenta il burst (treno d'impulsi di sincronismo) del colore alla sua velocità di ripetizione di f_H, mentre la sua fase è illustrata in *b*) della stessa figura. Questo burst alternato ritorna alla sua fase ogni due righe, cioè è modulato in fase dalla frequenza $f_H/2$. La detta modulazione dà luogo a bande laterali da entrambi i lati della frequenza nominale del burst, durante la trasmissione del burst nell'intervallo di cancellazione di riga (v. fig. 4) ed entro questo spettro si trovano le componenti di frequenza $f_{sp} + f_H/2$ e $f_{sp} - f_H/2$. Scegliendo una di queste per agganciare un oscillatore, quest'ultimo genera una fase fissa relativamente a una frequenza del burst alternato; in altre parole, esso provvede all'identificazione di fase.

Se confrontiamo f_{sp} con $f_{sp} + f_H/2$, troviamo che il numero di cicli contenuto in un intervallo uguale a $2f_H$ è esattamente uno di più in $f_{sp} + f_H/2$, il che vuole anche dire che è avanzato di 1/2 ciclo, ossia 180°, in un periodo di riga. La fig. 5 chiarisce questo punto. Il vettore *OB* rappresenta f_{sp} e il vettore *OC* mostra $f_{sp} + f_H/2$ all'inizio di un periodo di riga. Alla fine della prima riga, il vettore *OB* (f_{sp}) è ancora nella stessa posizione, ma il vettore *OC* si è spostato in *OC*1.

Alla fine della seconda riga, entrambi i vettori riassumono le loro posizioni primitive. Ciò significa che *OC* si muove in senso antiorario, passando a 180° alla fine di una riga e completando i 360° dopo due righe. Se volessimo usare questo vettore per decodificare $R - Y$, avremmo poco successo: una linea orizzontale rossa sullo schermo passerebbe gradatamente dal rosso, attraverso il giallo, al verde. Ciò che abbiamo bisogno è una forza per contrastare il movimento antiorario fino alla fine della riga e poi lasciarlo andare verso la posizione che avrebbe raggiunto, se fosse stato rilasciato solo, cioè 180°.

Questa funzione è compiuta dal modulatore di fase, l'azione del quale è mostrata in fig. 6. Usando un'onda a denti di sega a frequenza di riga ricavata dal circuito formatore, questa impartisce una rotazione di fase in senso orario alla subportante sfalsata durante il periodo di riga e poi permette che il vettore riguadagni la sua posizione durante la cancellazione di riga.

Si può ora constatare che questa azione è

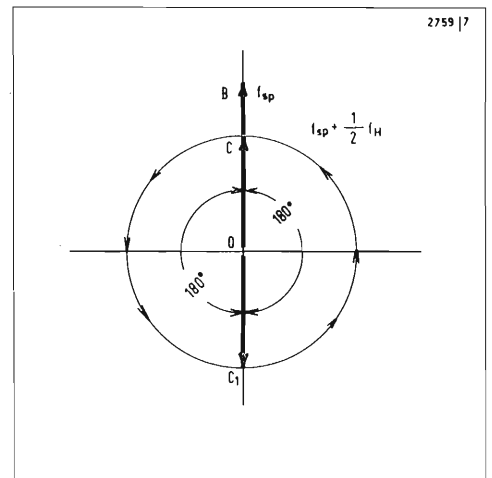
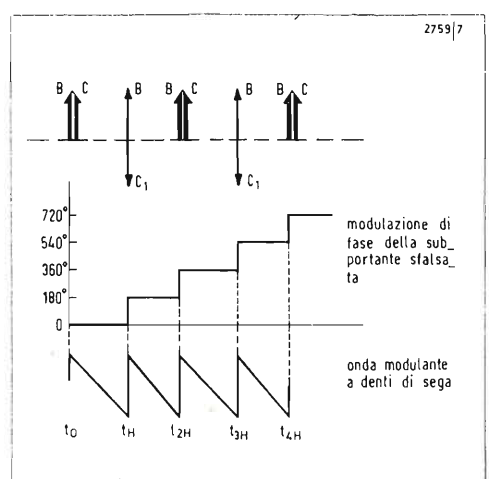
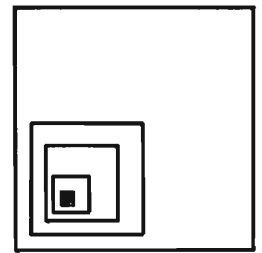
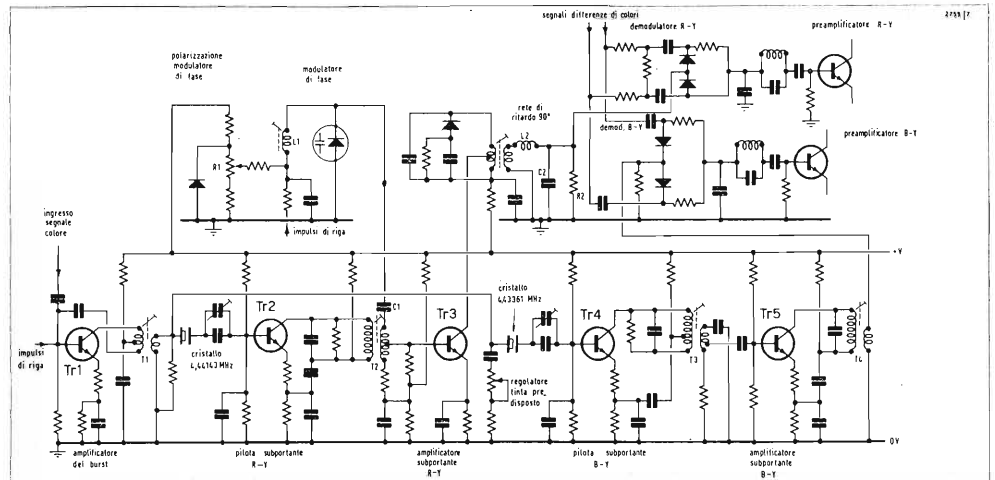



Fig. 5 - Diagramma vettoriale indicante la relazione di tempo della f_{sp} rappresentata dal vettore *OB*, e $f_{sp} + f_H/2$ rappresentata dal vettore *OC*.

Fig. 6 - Azione del modulatore di fase, indicante (dal basso, in alto) l'onda modulante a dente di sega, la variazione di fase a gradini ed i vettori rappresentanti l'alternazione di fase dell'oscillazione subportante sfalsata.

quella di un commutatore PAL e che il decodificatore svolge le funzioni essenziali per essere adattato al segnale PAL:

1. esso produce le sottoportanti rigenerate $R - Y$ e $B - Y$;
2. stabilisce l'identificazione di fase accordando l'oscillatore della sottoportante sfalsata sulla banda laterale superiore o inferiore dello spettro di frequenza del burst, mediante la scelta della frequenza d'oscillazione $f_{sp} + f_H/2$ o $f_{sp} - f_H/2$ del cristallo;
3. fornisce la commutazione PAL.

La fig. 7 dà il circuito attuale del decodificatore, dove è facile riconoscere gli equivalenti pratici dei blocchi dello schema di fig. 2. Il transistore Tr_1 è il comune stadio porta del burst, che fornisce tanto a Tr_2, quanto a Tr_4 il segnale di sincronismo del colore. La modulazione di fase è applicata a C_1 e la subportante elaborata $R - Y$ viene applicata al demodulatore attraverso la rete di ritardo di 90° costituita da L_2, C_2 e R_2.

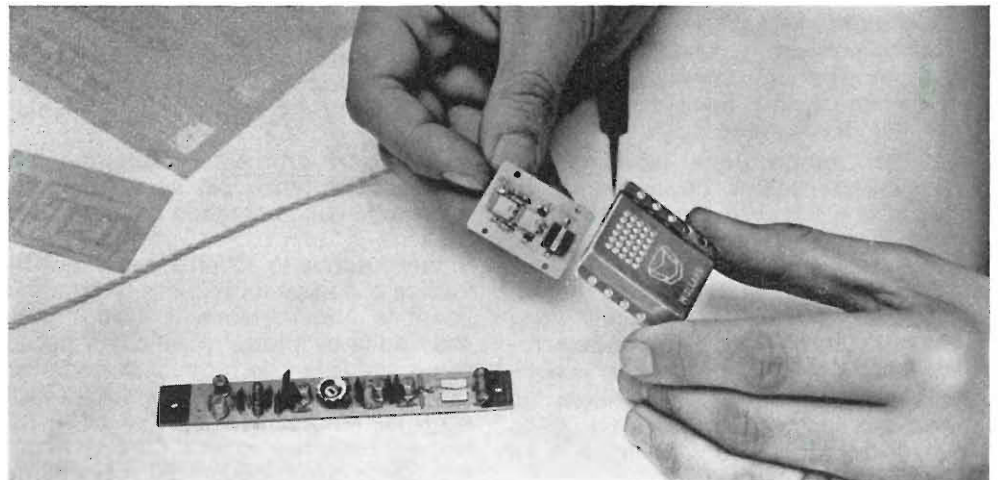
Fig. 7 - Parti principali dei circuiti del televisore a colori corrispondenti ai blocchi funzionali del decodificatore di fig. 2.

Il circuito è altamente insensibile ai disturbi, data la molteplice natura del suo concetto, che è importante in vista della sua applicazione ad un ricevitore portatile.

da Wireless World - gennaio 1972

Realizzato dalla Ford - Mullard un nuovo sistema di cinture di sicurezza

La foto mostra un trasmettitore ad ultrasuoni e l'allogaiamento che viene utilizzato per montarlo nella cintura di sicurezza.

Il circuito stampato lungo e sottile mostrato in basso è il ricevitore ad ultrasuoni ed è montato sui montanti del parabrezza.

Quando la cintura è allacciata in modo corretto, un fascio di ultrasuoni emesso dal trasmettitore è captato dal ricevitore che emette un segnale il quale facilita l'accensione della macchina.

Dalla scoperta delle leggi dell'armonia alla teorizzazione della formula di composizione musicale

(8ª parte)

I. Graziotin

VII - Il compositore antomatico di musica

1. La composizione musicale a sviluppo lineare

Posto che tutto quanto sviluppato negli articoli precedenti sia compreso, controllato e completato mediante le necessarie esperienze, la messa a punto dei coefficienti utili e l'apporto delle eventuali variazioni non sostanziali, che solo può essere permesso dall'approfondimento realizzativo delle teorie sommariamente esposte, posto tutto ciò come realtà operante e consumata, possiamo proseguire in questa rapida sintesi sugli sviluppi tecnici avveniristici nel campo della musica.

Esaminiamo, anzitutto, i tipi di composizione che si possono distinguere considerando le diverse possibilità d'unione del materiale musicale. Esaminiamo cioè la composizione musicale a sviluppo lineare, quella a sviluppo ramificato e quella a sviluppo selezionato.

Per composizione musicale a sviluppo lineare si intende la normale composizione, che è opera di scelta, in ogni istante della disposizione di note più idonea, tra tutte quelle impostabili, a risolvere le formule di composizione musicale, o almeno una delle più idonee. Difatti ben difficilmente l'artista sceglie, proprio la soluzione di migliore effetto. Inoltre sono così varie e numerose le vie di calcolo o d'intuizione che è raramente possibile stabilire che solo una è la più idonea.

È quest'ultimo il caso dei motivi celebri di facilissimo ricordo, quando al solo finire le prime batture vien in mente il proseguimento e quando non si saprebbe trovare migliore soluzione.

Anche la composizione musicale più rigorosamente lineare ha molte vie di ramificazione possibile, cioè ad un determinato punto il compositore ha fatto seguire un certo sviluppo, mentre avrebbe potuto farne seguire un altro, anche migliore. E la soluzione migliore nell'istante può essere vicina più o meno diagrammaticamente alle soluzioni meno rispondenti. Si potrebbe, così, stendere un grafico che sarebbe assai simile a quello della basale migliore o vigente tra le 12 considerabili col calcolo.

2. La composizione musicale a sviluppo ramificato

Si passa, così, a questo secondo tipo di composizione.
Esso non trova applicazione in quanto l'artista, quando stende l'opera, sceglie, lui, una volta per tutte, la via da seguire tra tutte le ramificazioni di possibile sviluppo.
Essendo però la distanza tra la soluzione ottima e le soluzioni meno idonee talora non molto rilevante, lo stesso artista è incerto nella scelta. In questo caso particolarmente sarebbe possibile attuare la composizione a sviluppo ramificato, cioè la composizione che si può sviluppare sia lungo un andamento melodico e polifonico che lungo un altro o altri ancora.
So che qualche secolo fa si realizzò in Italia della musica di questo tipo. Credo che si trattasse di minuetti.
Era posto, esprimendomi nei termini dell'eufonotecnica, uno schema generale di fondo in misure, impulsi, velocità delle note, nel quale erano collocabili, via via con lo svilupparsi, della musica nel tempo, alcune note o altre secondo determinate notazioni già approntate. Si potevano così seguire molte vie di sviluppo differente, con effetti diversi, anche se schematicamente uguali.
Qualche cosa di simile trasmise la R.A.I. sul terzo programma, sotto forma di curioso esperimento.
Una musica così concepita non ha, normalmente, finalità pratica, pertanto non è, naturalmente, composta.
Inoltre gravoso sarebbe il considerare tutte le possibili vie di ramificazione: comporre un pezzo di musica così sarebbe come comporre tutti i pezzi che possono scaturire da tutte le ramificazioni combinabili.
Invece con lo strumentario eufonotecnico tale lavoro sarebbe più agevole, perchè si procederebbe nel modo qui sotto indicato.
Si stenderebbe lo schema generale della musica e si fisserebbero in tutti i punti di possibile ramificazione i valori limiti, nelle unità di misura qualificanti, necessari a soddisfare le formule di composizione musicale in ragione del luogo nello schema. Poi tecnicamente si collocherebbe il materiale sonoro, cioè i polifoni, a seconda dei valori proprii rilevabili dai manuali, dalle tabelle eufonotecniche e in modo da soddisfare i valori limiti dello schema. Qualunque via si scegliesse, sarebbero sempre soddisfatte, nei limiti, le condizioni musicali discendenti dalle formule di composizione.

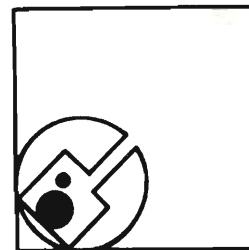
3. La composizione musicale a sviluppo selezionato

Ho accennato alla composizione a sviluppo ramificato essenzialmente per giungere a quest'ultimo tipo di composizione: la composizione a sviluppo ramificato selezionato.
Attuando essa, la selezione nei punti di ramificazione avviene non a caso, o in un modo comunque imprecisato, bensì secondo la qualità della musica utile per il proseguimento.

Per avere tale possibilità di selezione convenientemente, occorre disporre il materiale sonoro soddisfacente alle condizioni delle formule compositive e alle possibilità di ramificazione, in zone di qualità adiacenti, ordinate nel modo migliore e degradanti una nell'altra.

Come vedremo più avanti, l'organizzazione più idonea è quella di ordinare le qualità dei raggruppamenti in ragione psicologica, cioè in modo che spostandosi da un raggruppamento all'altro, sempre nello stesso senso, si passi da una qualifica musicale, ad esempio « musica veloce », alla sua opposta, « musica lenta ». In base a questo criterio e all'applicazione dell'analisi psicologica è possibile ordinare in un quadro di comando tutte le qualità musicali, in base a cui scegliere. Riprenderò l'argomento più avanti quando fornirò qualche delucidazione circa il combinatore di polifoni.
La composizione musicale a sviluppo selezionato permetterebbe all'ascoltatore di passare con libera scelta da un tipo di musica all'altro senza interrompere la continuità dell'audizione.

La difficoltà di comporre in tal modo artisticamente è maggiore del normale, e i risultati che si possono aspettare difficilmente possono essere uguali a quelli ottenibili da una ottima composizione lineare. Ciò è soprattutto perchè mentre nella composizione lineare la selezione del materiale deve essere fatta in base alla scelta della miglior soluzione, nella com-

posizione ramificata selezionata la scelta del materiale deve essere fatta in base ad una soluzione qualsiasi cioè secondo la indipendente scelta di qualità, delle parecchie migliori.

La difficoltà di comporre in tal modo eufonotecnicamente, però, è assai minore in quanto tutto il materiale sonoro è qualificato e catalogato, e le selezioni di calcolo avvengono automaticamente.

Così, ad esempio, ad un certo punto dello schema generale vi è l'esigenza di un determinato valore di bruschezza di passaggio di dissonanza di relazione, o di bruschezza di passaggio di natura prima?

Di un certo numero di mono-intervalli di altezza assoluta (a partire dalla nota soglia delle frequenze), o di monointervalli di disserramento medio? Di un determinato valore di velocità-musica, o di inesattezza di parallelismo di natura, o di inesattezza di parallelismo di posizione?

La consultazione dei manuali, delle tavole, degli schedari eufonotecnici permetterebbe di scegliere tutti quei polifoni, che soddisfano alle condizioni vincolanti, e così di risolvere, in più modi, cioè con possibilità di ramificazioni, il problema tecnico.

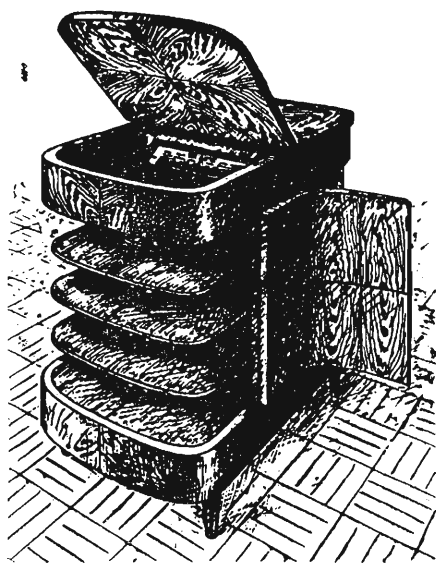



Fig. 1 - Il combinatore di polifoni con selettore automatico o comandato, di qualità.

L'analisi psicologica, poi, della consistenza, cioè della dinamica e della geometria, del polifono, permetterebbe di collocare il polifono stesso nella sua propria zona qualitativa, di modo che la scelta della qualità, al momento di ramificazione, sarebbe organizzativamente possibile.

In questa sede non posso estendermi in altre specificazioni. Tanto più che l'esperienza molto certo influirà alla perfezione di queste direttive.

4. Il compositore automatico di musica in generale

Esaminiamo ora come la composizione sia lineare sia ramificata selezionata sia producibile mediante tecnicismi e apparecchiature più o meno automatiche, cioè mediante la cosiddetta « automazione ».

Tutto quanto sviluppato in questo e nei precedenti articoli circa la composizione musicale, serve a rendere l'idea di come, essendo chiaro sufficientemente il meccanismo cerebrale di creazione artistica, si possa ormai incominciare a riprodurlo con automatismi più o meno estesi e completi. Il che significa che ormai si possono progettare e realizzare dei compositori automatici di musica.

Le modalità con le quali ciò è possibile emergono dalla conoscenza dei cicli stessi di creazione, dei procedimenti di calcolo, e dal come concretarli in apparecchiature, macchine, automatismi.

La varietà delle possibilità di realizzazione emerge dalla stessa conoscenza, cioè della varietà di soluzioni concrete degli automatismi stessi.

Solo in un avvenire più o meno lontano si potranno sviluppare pienamente tutte le possibilità realizzative, si potranno catalogare, riassumere, schematizzare in un quadro completo. Ora io qui mi accontento di un cenno.

5. Vari tipi di compositori automatici

Distinguo, così, soltanto e sommariamente:

a) Strumenti di calcolo complesso eufonotecnico, che richiedono soverchio intervento direttivo e che costituiscono la forma più elementare di compositore.

b) Apparecchiature meccaniche o, preferibilmente, elettroniche di calcolo eufonotecnico permettenti l'impostazione e la risoluzione, in ogni istante musicale, della formula di composizione, e apparecchiature di selezione in base alla qualità richiesta, meccanicamente preordinata o comandata al momento.

Molteplici le soluzioni meccanico-acustico-elettroniche possibili e complessa la progettazione.

Queste sono le forme più elevate di Compositore automatico, le quali possono arrivare a dare valori artistici notevolissimi. Potranno essere realizzate in un avvenire più o meno lontano, in quanto occorrerà prima affinare l'esperienza progettando e costruendo automatismi più semplici.

c) Apparecchiature meccaniche o, preferibilmente, elettroniche di selezione qualitativa comandata del materiale musicale (polifoni extracroni) già depositato, ovvero già nella memoria dell'apparecchio, prodotto mediante la tecnica di composizione ramificata.

Questi sono veri e proprii combinatori di polifoni. Sono una forma intermedia, rispetto alle precedenti, di compositori automatici. Pertanto di possibilità di ralizzazione attuale.

Naturalmente il terzo ed il secondo tipo si possono suddividere in vari modi. Tra questi anche in dipendenza dell'essere o meno fonogeni. Si hanno, cioè, compositori « calcolatori » e compositori « calcolatori e strumenti » nello stesso tempo. Scelgo in tutta questa gamma di possibilità un esempio semplice su cui darò qualche delucidazione.

6. Il combinatore riproduttore di polifoni con selettore automatico o comandato di qualità

È un apparecchio che ricorda un certo numero di polifoni, selezionati in base alla tecnica di composizione ramificata, e che li combina e riproduce in obbedienza al comando di qualità musicale, meccanicamente preodinata o scelta al momento. La memoria dell'apparecchio è l'incisione su quattro dischi microsolco, i quali sono ricambiabili, permettendo così di variare

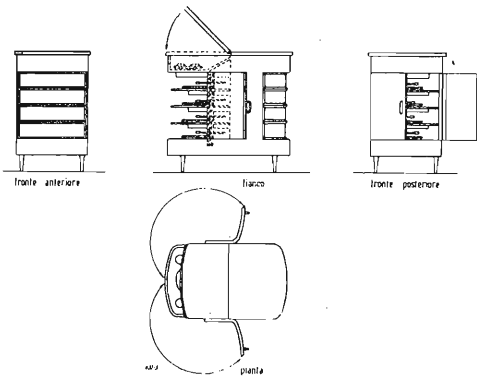



Fig. 2 - Veduta prospettica del combinatore. Nel vano superiore è installato il quadro indicatore. Nei quattro vani inferiori sono fissati i quattro piatti di sostegno dei dischi su cui sono incisi i polifoni musicali combinabili.

Fig. 3 - Pannello dei comandi del combinatore riproduttore di polifoni con selettore automatico o comandato di qualità.

ancor più il già elevatissimo numero delle disposizioni compositive possibili.
L'aspetto esterno potrebbe essere quello illustrato dalle fig. 1 e 2, costruite senza tener conto precipuamente delle esigenze estetiche.

7. Comandi del combinatore di polifoni

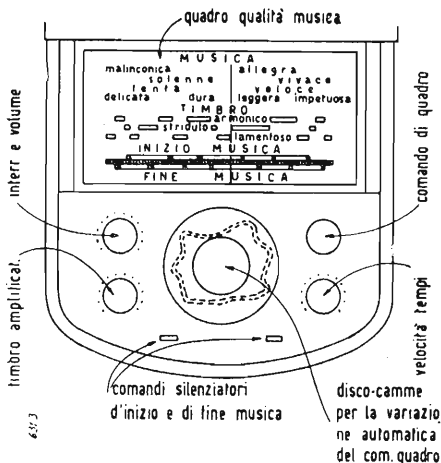
Sono previsti i seguenti comandi:
a) Comando a manopola dell'interruttore e del volume.
b) Comando a manopola del timbro dell'amplificatore.
c) Comando a manopola della velocità-tempo.
d) Comando a manopola del Quadro, ovvero di spostamento dell'indice del quadro di qualità della musica. Il comando di quadro coordina: la velocità-musica, la natura melodica, la natura timbrica, la posizione, i parallelismi. Comanda, inoltre, l'inizio e la fine musica.
Il quadro della qualità della musica consiste in un rettangolo che ha graduato convenientemente il lato, lungo cui si sposta l'indice che è fissato perpendicolarmente alle graduazioni.
Sovrapposti alle graduazioni vi sono gli aggettivi, con le corrispondenti zone di riferimento, indicanti le qualità della musica, distribuiti in ragione psicologico-musicale, gli aggettivi, con le corrispondenti zone multiple collegate di riferimento, indicanti le qualità del timbro, e, infine, l'indicazione delle zone utili per iniziare o per concludere la musica.
L'indice del quadro spostandosi può indicare, così, ogni prescelta qualità melodica e timbrica, sia nel mezzo, sia all'inizio o alla fine della musica. Negli ultimi due casi l'indice deve essere spostato alle corrispondenti indicazioni per avere i polifoni melodici e timbrici atti alle relative necessità.
Per ottenere una maggiore semplicità di organi in questo apparecchio sono previsti pure i due comandi sussidiari d'inserimento dei silenziatori d'inizio e di fine musica, dato che il ciclo fondamentale di funzionamento dell'apparecchio è continuo.
È previsto, infine, il piatto su cui è bloccato il disco-camme, scambiabile, comandante lo spostamento automatico, ovvero preordinato a seconda della sagoma della camme, dell'indice di qualità del quadro, qualora non si volesse usare la manopola.
L'apparecchio già da sè varia lentamente il tipo di musica procedendo a caso. L'uso della manopola o della camme è necessario quando si vuol seguire un ben determinato o un improvvisato andamento espressivo.
La fig. 3 illustra il quadro e i comandi di cui sopra, situati nel vano superiore, chiuso dal coperchio a cerniera.

8. Uso del combinatore di polifoni

Le operazioni d'uso dell'apparecchio consistono semplicemente nelle operazioni d'inserimento dei 4 dischi microsolco o di cambio con un'altra serie di 4 dischi, una volta tanto, nell'utilizzazione dei comandi generali del suono e della velocità, del comando specifico di qualità, in ragione dell'indicazione dell'indice del quadro, e nell'operazione eventuale d'inserimento o cambio della camme di variazione automatica della qualità della musica.

9. La composizione eufonotecnica nell'avvenire

La novità delle idee qui esposte, la difficoltà di capire una non semplice concezione teorica, gli ostacoli da superare per affrontare con sicurezza di risultati le esperienze di controllo, lo spirito conservatore dell'uomo medio, e, soprattutto, l'ordine mentale degli artisti, la loro natura intuitiva, ma non analitica, intelligente, ma non svisceratrice, la loro conoscenza ed esperienza universale nel campo della bellezza, ma troncata rispetto al panorama del reale e del fenomenico, impediranno forse una immediata applicazione di questa nuova e rivoluzionaria tecnica.
Ma, visto che la storia umana procede, che l'esperienza dell'uomo si affina, si complessa, è certo che questa come altre tecniche rivoluzionarie, troverà eco e concretamento applicativo.

(continua)

L'alta fedeltà in Italìa

intervista con Bruno Grütter direttore tecnico della Lenco

P. Lomazzi

Una veduta dello stabilimento Lenco di Burgdorf - Svizzera.

Per questa intervista con Bruno Grütter, direttore tecnico della Lenco, il giornalista specializzato Piero Lomazzi si è recato a Burgdorf dove ha sede la Centrale svizzera della Lenco. Il risultato è stato una conversazione ampia e libera, non soltanto sui programmi e le ideologie aziendali ma su argomenti di carattere più generale che investono le tematiche di fondo dell'alta fedeltà.
La Lenco, fondata nel 1946, è un'industria nata nel regno della meccanica di precisione, in un paese che di questa specialità ha fatto un vanto ed una prerogativa nazionale. Giradischi, meccanismi per la registrazione su nastro, motorini e accessori meccanici vari sono quindi le produzioni predilette.

Il successivo passo verso l'elettronica era però fatale. Oggi dagli stabilimenti di questa azienda escono, oltre ai componenti meccanici, anche complessi integrati, cioè giradischi amplificati, amplificatori, altoparlanti, fonorivelatori, cuffie stereofoniche.

Nel 1961 veniva inaugurato ad Osimo in provincia di Ancona, un nuovo centro di produzione, che se anche distante più di 800 chilometri dalla sede svizzera, trovava nella provincia italiana una vecchia e prestigiosa tradizione di fabbricanti di strumenti musicali.

Un asse ideale che affratella la coerenza ed il rigore del meccanismo elvetico, all'estro creativo dell'artigiano italiano.
La Lenco è oggi un'azienda internazionale con più di 1500 dipendenti, che esporta i suoi prodotti in oltre 80 paesi del mondo.

D - Signor Grütter vuol darci dal suo punto di vista una definizione del « fenomeno Alta Fedeltà »?

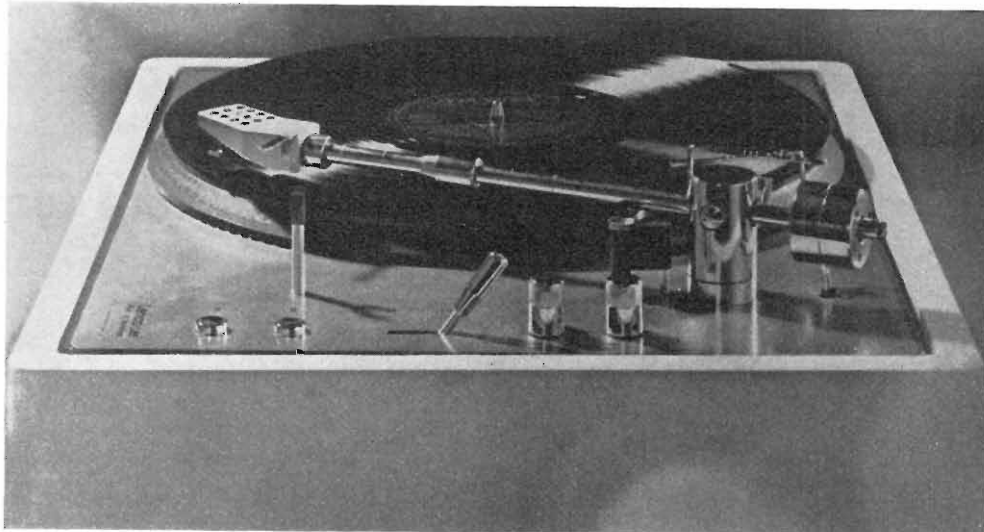
R - « Alta Fedeltà » per molti è un concetto ormai acquisito che conduce immediatamente alle apparecchiature di qualità per l'ascolto della musica riprodotta. Forse sarebbe meglio dire che per « Alta Fedeltà » (gli americani e un po' tutti nel mondo abbreviano questo termine con la siglia Hi-Fi, iniziali di « High Fidelity ») s'intende tutto il fenomeno dell'ascolto di qualità, di cui gli apparecchi sono solo una parte: si parla infatti di dischi Hi-Fi, di acustica Hi-Fi, e naturalmente di giradischi, altoparlanti, registratori Hi-Fi.
L'ampiezza del fenomeno è di notevole portata e molte sono le implicazioni che comporta. Ascoltare fedelmente un brano musicale è un intelligente svago, un'occasione per vivere un'esperienza culturale. In un ambito sociale possedere un meraviglioso impianto Hi-Fi può essere un fatto di sicura qualificazione così come possedere una bella automobile e una barca. Nell'ambito dell'occupazione del tempo libero, la costruzione o meglio l'« assemblaggio » di un impianto Hi-Fi, può diventare un hobby suggestivo.

D - Di fronte a quali alternative può trovarsi oggi il consumatore italiano nell'acquisto di un'apparecchiatura ad alta fedeltà?

R - Negozi che vendono apparecchiature di Alta Fedeltà non ve ne sono molti. E' bene a questo punto infatti fare una distinzione tra i generici negozi di radio e TV e gli specialisti del nostro settore. Nei primi è possibile trovare apparecchi Hi-Fi dei più economici. Bisogna però stare attenti a non fare confusione con certa produzione che, pur fregiandosi di appellazioni richiamanti l'Alta Fedeltà, con quest'ultima ha ben poco da spartire.

Gli apparecchi di Alta Fedeltà sofisticati e più cari si trovano soltanto presso i rivenditori specializzati, presenti in tutte le città più importanti. Questi negozi sono dei veri paradisi per l'appassionato: oltre a una ricca esposizione di apparecchi e di accessori, dispongono spesso di una saletta di ascolto dove i vari modelli sono operanti.

Tali salette sono dotate di una pulsantiera a disposizione del cliente con la quale è possibile commutare all'istante i vari apparecchi e fare delle scelte sicure in base al confronto.
Molto spesso i proprietari di questi negozi sono degli appassionati ed uno scambio di opinioni con essi può dare

L 85 Lenco è stato l'unico giradischi che ha presentato all'ultimo Salone Internazionale di High Fidelity, tenutosi a Milano, queste originali caratteristiche innovatrici: arresto e sollevamento del braccio a fine corsa per mezzo di un circuito elettronico - motore sincrono a 16 poli - antiskating - velocità regolabile sia meccanicamente per 45 e 33 giri, sia elettronicamente con variazioni ± 5% - piatto con anello stroboscopico illuminato.

una risposta a molti problemi. La produzione in questo campo è molto varia. E' possibile spendere poche centinaia di migliaia di lire per l'acquisto di un buon impiantino per l'ascolto dei soli dischi; si può però arrivare a una spesa di diversi milioni se la scelta cade sui pezzi migliori e se si vuole estendere la possibilità di ascolto alla radio, al nastro, al caricatore.
Vi è poi tutta una serie di piccole apparecchiature accessorio che in aggiunta agli apparecchi fondamentali, possono avere una determinante incidenza economica.

D - Quali suggerimenti può dare al consumatore nella scelta di un componente Hi-Fi?

R - La vasta produzione oggi presente sul mercato, crea non poche perplessità per chi deve acquistare un impianto di Alta Fedeltà.
La caratteristica poi di dover riunire in un unico complesso una svariata molteplicità di apparecchi in soluzioni praticamente infinite, aggrava ulteriormente il problema. Si deve tuttavia ammettere che è difficile fare una distinzione tra apparecchi buoni e cattivi. Esistono semmai apparecchi economici e apparecchi estremamente evoluti e la scelta andrà perciò fatta in base ad un concetto di opportunità. Si dovrà anche stare molto attenti all'omogeneità degli apparecchi che costituiscono l'impianto.
Ogni catena di Alta Fedeltà ha la forza del suo anello più debole. Il che sta a significare che è perfettamente inutile abbinare apparecchi economici con apparecchi di alta qualità. Questi ultimi non potranno aggiungere nulla alle prestazioni dei primi. Un altoparlante eccellente, ad esempio, collegato ad un amplificatore scadente, non darà altro risultato che rilevare, in tutta la loro evidenza, i difetti di quest'ultimo.

D'altro canto un altoparlante scadente collegato ad un amplificatore favoloso sarà sempre incapace di rivelarne le qualità.

Una parola infine all'acustica dell'ambiente: per quanto buoni e costosi gli apparecchi possano essere, il loro risultato sarà sempre in funzione dell'acustica del locale in cui sono installati.
In linea di massima un'acustica ideale è quella dei locali ovattati, pieni di superfici assorbenti come tendaggi, tappeti, moquettes.
Anche la dislocazione degli altoparlanti creerà più di un problema all'appassionato di musica per l'ottenimento di una bilanciata distribuzione del suono ed un buon effetto stereofonico. Sarà dunque questa un'ulteriore occasione per cimentarsi in un simpatico sperimentalismo, in una divertente ricerca; un motivo di suggestione in più all'hobby dell'Alta Fedeltà.

D - Cosa ci può dire sui nuovi caricatori che in tempi recenti sembrano costituire un'alternativa al disco quali supporti alla musica registrata?

R - I sistemi di « nastro in scatola » oggi esistenti si riducono allo Stereo 8 e alle Compact cassette.
Più piccole e di estrazione « domestica » sono le Compact cassette. Prendono il nome di « Musicassette » quando vengono fornite già registrate dalle case editrici di musica riprodotta. Contengono due programmi stereo su quattro piste parallele. Per passare da un programma all'altro, sino ad oggi occorreva capovolgere la cassetta. La Lenco ha ideato una originalissima meccanica bidirezionale che permette l'ascolto del 2° lato della cassetta senza roversciarla. E questa è una delle invenzioni Lenco.
La Lenco ha dato e continua a dare un importante contributo a questa nuova modalità di ascolto con i suoi motorini a corrente continua per apparecchi portatili e da auto e con i motorini a corrente alternata per le realizzazioni domestiche. Ha inoltre messo a punto una linea di complessi meccanici per « Compact cassette » — lettori, registratori, mono e stereo — che trovano largo e multiforme impiego da parte di aziende assemblatrici, che personalizzano il prodotto e la vendono con la loro marca.

D - Qual è la sua opinione sul destino della riproduzione discografica?

R - Nonostante l'alternativa del caricatore, ritengo che il disco tradizionale abbia ancora di fronte a sé un brillante e sicuro avvenire. Per varie ragioni. Perché il disco è ancora il sistema più semplice ed economico sia dal punto di vista dell'apparecchiatura che dal punto di vista del supporto. Perché il disco ha una tale diffusione, tanto vasto e completo è il repertorio musicale, tanto capillarmente diffuso l'impiego del giradischi che parlare di concorrenza del caricatore è ancora cosa prematura.
Diciamo che può rappresentare un'alternativa. La Lenco nel campo dei giradischi ha una provata e brillante tradizione. Dai giradischi economici a quelli più sofisticati per Hi-Fi. Fra questi ultimi vanta addirittura un primato esclusivo, quello di essere forse l'unica ditta del mondo riuscita a portare alla massima perfezione un sistema per la regolazione « continua » della velocità di rotazione del piatto.
I nostri giradischi più evoluti possono variare la velocità in modo continuo da 30 a 80 giri al minuto. In questa esecuzione sono contenute le velocità tradizionali che possono essere tarate perfettamente o volutamente deviate per impieghi particolari. Come si è già visto per i complessi meccanici per « Compact cassette » anche nel settore giradischi la Lenco lavora per le ditte assemblatrici. Molti suggestivi complessi amplificati oggi sul mercato montano giradischi Lenco.
Ovviamente la Lenco vende anche isolatamente i suoi complessi, assumendone totalmente la paternità.

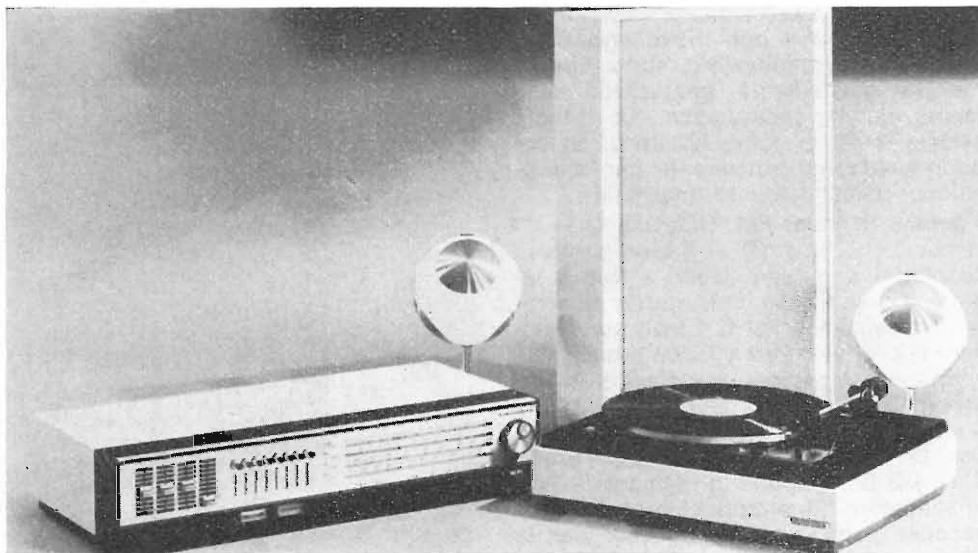
D - Ci può dire qualcosa sui problemi di « gestione » di un'apparecchiatura Hi-Fi?

R - La Lenco attraverso la sua rete distributiva ed i tecnici del suo stabilimento di Osimo (Ancona) è in grado di assicurare, a tutti gli appassionati di musica riprodotta, che le avranno riconosciuto la preferenza, l'assistenza più premurosa e completa, sicura garanzia per un godimento duraturo e piacevole. I nostri rivenditori sanno però come questo servizio sia pochissimo usato in quanto ci vengono richieste riparazioni da meno dell'1 per mille dei prodotti venduti.

D - Un'altra domanda signor Grütter! La Lenco ha qualche novità in serbo di cui ci può parlare?

R - Oltre al lusinghiero sviluppo del settore alta fedeltà giradischi, come per esempio L 85 e L 725, la Lenco sta penetrando con meccaniche speciali, sistema compact cassette per applicazioni, nel settore audiodidattico e per la elaborazione dei dati elettronici nei computers.

Proposte Grundig

Una serie di apparecchi e box-altoparlanti per l'Alta Fedeltà della Grundig.

Televisore Exclusiv 950 « Ultra Electronic »

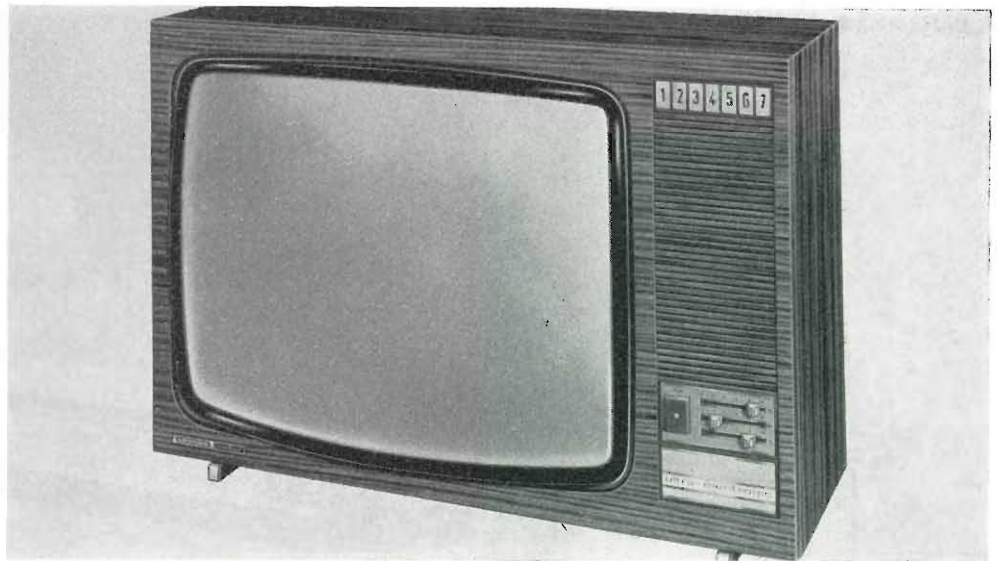
Questo modello è dotato del nuovo selettore «Ultra Electronic» con settori digitali che comandano, non appena sfiorati dal dito, la commutazione sui vari programmi TV. La linea del mobile è completamente diversa e sviluppata in senso verticale, con la sezione comandi in basso, in un tutto molto moderno, estremamente armonico e funzionale.
24 pollici - 13 transistor + 5 valvole + 6 circuiti integrati + 29 diodi e raddrizzatori - Selettore « Ultra Electronic » a 7 campi digitali ad impulsi senza parti meccaniche in movimento per 7 programmi VHF o UHF - Sincronizzazione automatica - Stabilizzazione AT e dimensioni di immagine - Mobile chiaro satinato o bianco laccato. Dimensioni ca. 58x56x24 (+ 15) cm.

Studio 2000 HI-FI

La tecnica GRUNDIG 4D STEREO è un ulteriore sviluppo della stereofonia nei confronti della riproduzione sonora in un ambiente chiuso. Questo sistema è stato applicato allo Studio 2000 4D Stereo, ciò che ha fatto di questo apparecchio il modello di punta della produzione Hi-Fi. Esso infatti è « due volte stereo » possedendo una nuova dimensione del suono: la profondità. Grazie alle doppie prese per ogni canale e ad appositi circuiti, si possono collegare quattro Box di altoparlanti che, disposti negli angoli della stanza di ascolto, ricreano con ancor maggiore realtà, tutte le caratteristiche originali della musica riprodotta. Quali altoparlanti di base consigliamo l'impiego di due Box della potenza di almeno 35 watt mentre per gli altoparlanti accessori 4D consigliamo quelli della classe 20 o 35 watt. Lo studio 2000 Hi-Fi 4D possiede i nuovi comandi lineari di tipo professionale e 7 tasti di selezione la potenza sonora è di 70 watt totali (35 watt per canale). Il cambiadischi è il tipo 1215 od equivalente con testina magnetica Shure M 75 MB-D. E' già incorporato anche il relativo preamplificatore-equalizzatore. La tastiera di comando è stata particolarmente studiata per assicurare il massimo comfort: basta provarla una volta per rimanerne entusiasti. I tasti infatti sono

dolcissimi nella pressione e smorzati durante il ritorno e non provocano alcun rumore di commutazione. Una finezza che va giustamente apprezzata nella scelta di un apparecchio. Lo Studio 2000 Hi-Fi 4D è inoltre dotato di un comodo coperchio trasparente per la protezione, completamente rimovibile.
4 gamme d'onda: FM, OC, OM, OL - 38 transistori + 30 diodi + 3 raddrizzatori - Regolatori a cursori lineari - Nuova tastiera a grandi tasti, con ritorno smorzato - Preselezione FM a 7 tasti per 7 stazioni FM - Potenza 2 x 35 watt musicali - Doppie prese per ogni canale stereo, secondo il sistema 4D, per l'applicazione di 4 fonti sonore - Cambiadischi automatico 1215 con testina magnetica Shure M 75 MB-D e puntina in diamante - Preamplificatore equalizzatore incorporato - Decoder automatico incorporato per la ricezione della stereofonia FM - Indicatore stereo - Strumento di sintonia - Presa per registratore a nastro - Presa per cuffia per ascolto singolo - Risposta in frequenza 20 . . . 20.000 Hz - Distorsione inferiore a 0,5% - Intermodulazione inferiore a 0,5% - Mobile con superfici in metallo satinato e fascia antracite o nero e fascia argento. Dimensioni ca. 65x18x39 centimetri.

Televisore Color 5050 « Ultra Electronic »

Anche questo televisore a colori della serie « Ultra Electronic » possiede il selettore di programma ad impulsi, con il quale basta una leggera carezza sul settore numerato del programma prescelto per far comparire, nitida e perfetta, l'immagine sullo schermo. Non vi sono assolutamente parti meccaniche in movimento; tutto avviene tramite impulsi che azionano transistori e diodi, assicurando in tal modo una lunghissima vita di funzionamento. L'apparecchio è completamente transistorizzato ed adotta tutti i più moderni ritrovati della tecnica elettronica attuale, in particolar modo i circuiti integrati e le sezioni staccabili a spine di sistema modulare per una pronta e rapida assistenza tecnica. Essendo dotato anche del nuovo cinescopio a 110 gradi, il mobile risulta notevolmente ridotto in spessore rispetto ai precedenti modelli. La perfezione di questi nuovi cinescopi assicura la più perfetta riproduzione cromatica anche delle più lievi sfumature di colore. L'apparecchio può essere anche comandato con il telecomando TV VII, fornibile extra su richiesta.
26 pollici - 61 transistori + 87 diodi e raddrizzatori + 2 tiristori + 12 circuiti integrati - Selettore « ULTRA ELECTRONIC » a 7 campi digitali a impulsi senza parti meccaniche di commutazione, per 7 programmi VHF o UHF - 3 regolatori lineari a cursori - Altoparlante frontale - Cifra illuminata del programma inserito - Presa per telecomando TV VII - Stabilizzazione alta tensione e dimensioni di immagine - Smagnetizzazione automatica del cinescopio - Automatismi completi di sincronizzazione - Mobile color noce o bianco laccato. Dimensioni ca. 76 x 52 x 41 (+ 5) cm.

■

Una « giornata » in onore della Stampa benemerita della Fiera di Milano

Nella ricorrenza della cinquantesima edizione, la Fiera di Milano ha voluto ricordare l'apporto determinante che i giornalisti italiani ed esteri hanno dato ai suoi sviluppi e alle sue fortune organizzando una « Giornata della Stampa » (svoltasi il 15 aprile scorso) intesa a sottolineare la simpatia e lo spirito di collaborazione esistenti da mezzo secolo tra la « Campionaria » e gli organi d'informazione di tutto il mondo.
A rappresentare idealmente le migliaia e migliaia di giornalisti che per dieci lustri hanno contribuito a far conoscere la Fiera di Milano in Italia e nei cinque continenti sono stati invitati, in collaborazione con la Federazione Nazionale della Stampa Italiana, i direttori di tutti i quotidiani italiani, dei maggiori periodici a diffusione nazionale, delle grandi agenzie d'informazione con servizi quotidiani, dei servizi giornalistici della RAI-TV e di alcune importanti riviste tecniche settoriali. Erano inoltre presenti gli esponenti degli organi professionali della categoria: il presidente e il comitato esecutivo dell'Ordine dei giornalisti, il presidente e la giunta esecutiva della Federazione Nazionale Stampa Italiana, il presidente regionale dell'Ordine dei giornalisti, il presidente dell'Associazione lombarda dei giornalisti e i presidenti di alcuni Gruppi di specializzazione più legati alla cronaca degli avvenimenti fieristici. La stampa internazionale era rappresentata da una delegazione dell'Associazione stampa estera in Italia guidata dal suo presidente e dal consigliere delegato della Delegazione stampa estera per l'Alta Italia.

Al nostro Editore Alfonso Giovene è stata conferita una medaglia d'oro per la collaborazione con la quale l'Editrice il Rostro « ha sempre seguito gli sviluppi del grande mercato campionario internazionale e le sue affermazioni in campo mondiale ».

La ITT al Salone Componenti di Parigi

Anche quest'anno la ITT è stata presente al Salone dei Componenti di Parigi con un grande stand che ha raccolto i prodotti delle quattro maggiori divisioni del gruppo SPI-ITT: INTERMETALL Semiconduttori, CANNON Connettori, Componenti, MTI Componenti.
L'ampia gamma dei prodotti presentati comprende: raddrizzatori al selenio e silicio, circuiti integrati, transistori, diodi, cinescopi, resistenze, condensatori di tutti i tipi, quarzi e filtri a quarzo, varistori e termistori, pulsanti e commutatori rotativi, connettori, altoparlanti, relays convenzionali e speciali, moduli a pannelli per assemblaggi vari etc.

Nuovi prodotti di maggior interesse:

— Un nuovo diodo emettitore di luce (LED), tipo CQY 26 con elevata superficie emittente ed in grado quindi di fornire una migliore luminosità.

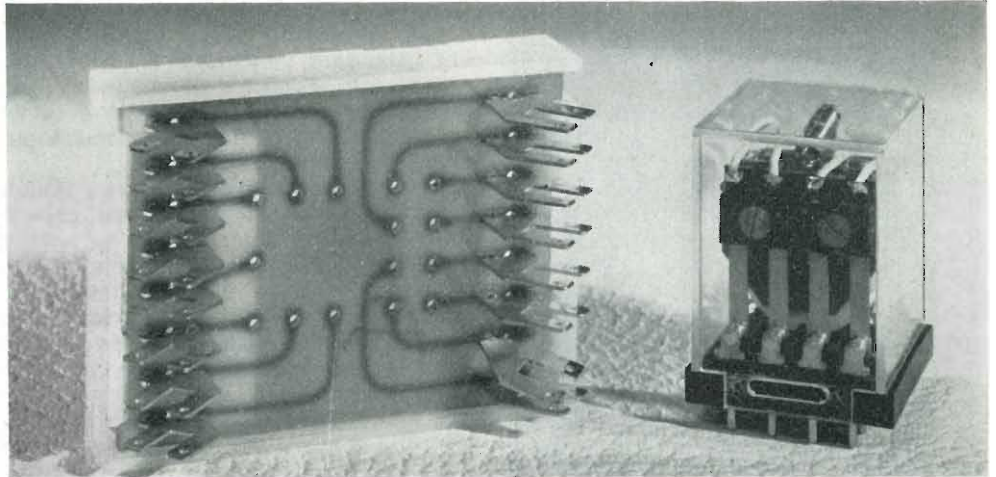
— Nuove famiglie di diodi zener di tipo planare, da 400 mV a 1W aventi una caratteristica con ginocchio molto acuto.

— Circuiti integrati per ricevitori TV, quali il TBA 940 separatore di sincronismi e oscillatore di riga per comandare una deflessione a thyristor.
Una gamma di thyristors per la deflessione orizzontale a 625 e 819 righe.

— Circuiti integrati per orologi a quarzo e sveglie.

— Circuiti integrati per l'industria automobilistica (standard e su richiesta dei clienti).

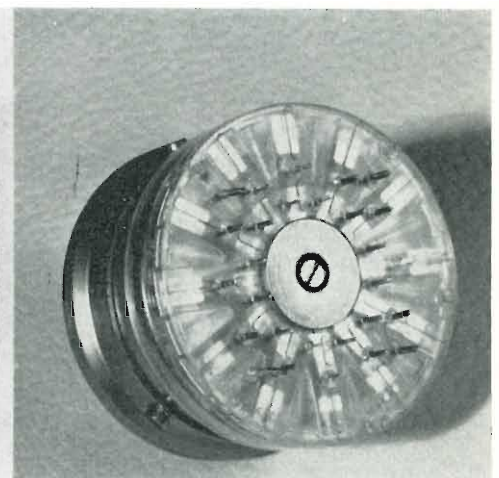
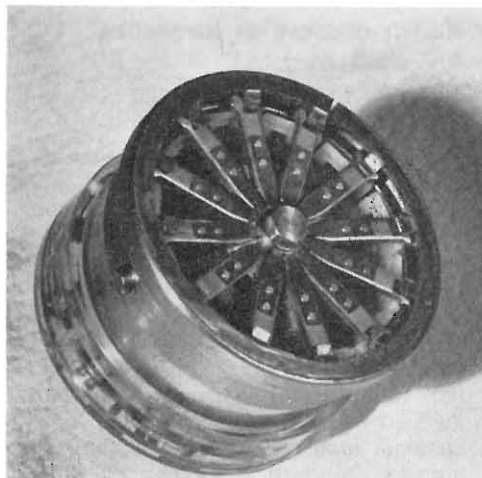
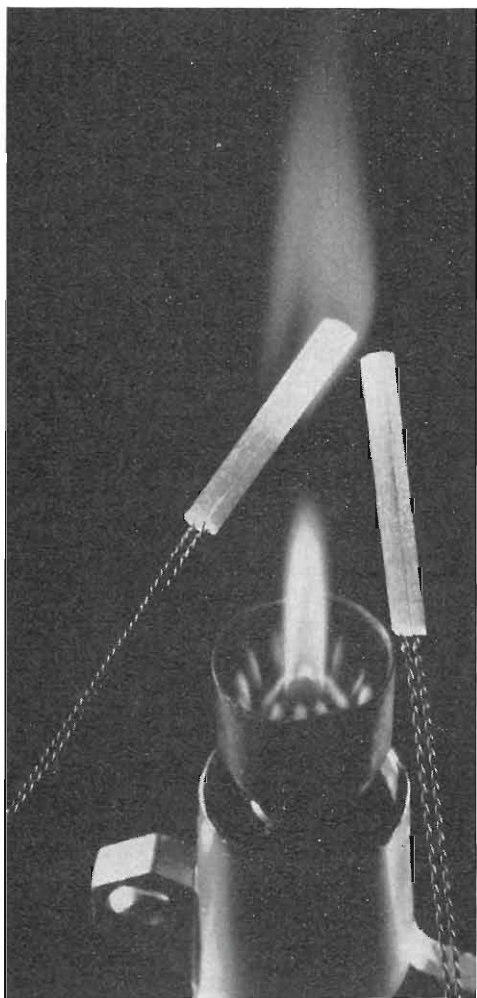
— Dispositivi MOS prodotti dalle fabbriche europee del gruppo.

Un relé miniatura 3 ampères ITT.

— Cinescopi 110° per TVC collo grosso e piccolo.

— Un minicontatore decadico magnetico di progettazione totalmente nuova.

— Nuovi relays elettromeccanici per applicazioni di basso costo e per il controllo dei processi industriali.

— Relays a stato solido per commutazione di alte potenze, con l'impiego di controllo elettronico di bassa potenza.

Contatore miniaturizzato elettromagnetico della ITT.

Nuova sonda a termistore ITT per alte temperature.

Nuovo direttore generale dell'ITT Components Group Europe

Il sig. Douglas Stevenson, 45 anni, è stato nominato direttore generale dell'ITT Components Group Europe.

Il suo incarico fa seguito all'annuncio della promozione del sig. Horst Seiter, precedente direttore generale del Gruppo, ad amministratore delegato della società tedesca Alfred Teves (accessori per automobili e laminati) dal 1° febbraio 1972.

Douglas Stevenson, laureato ad Edimburgo, entrò nel 1955 a far parte della ITT (Standard Telephone & Cables Ltd.) presso l'ITT Europe's Consumer Product Group, divenendo dopo qualche tempo responsabile della divisione condensatori ITT a Paington (Inghilterra).
Nel 1961 si trasferiva a Bruxelles in qualità di direttore della divisione componenti della ITT Standard, da lui istituita come organizzazione commerciale per la vendita in Europa dei componenti ITT. Ritornato nel 1963 in Gran Bretagna diveniva direttore della Divisione Marketing Componenti presso la STC Ltd., Footscray Kent.
Nel novembre 1965 veniva promosso responsabile dell'intero settore dei componenti ITT Gran Bretagna e direttore esecutivo dello stesso nel 1967. Con questo incarico era responsabile delle attività del Gruppo in tutti i paesi dell'Efta, oltre che nell'U.K.
All'inizio del 1970 veniva nominato assistente del direttore generale dell'ITT Components Group Europe che ha sede a Bruxelles.

Questo Gruppo, con fabbriche in Germania, U.K., Francia, Italia, Portogallo, Svizzera e Spagna e filiali commerciali in ogni paese dell'Europa Occidentale, occupa oltre 15.000 persone.
Produce e vende la gamma più vasta di componenti elettronici professionali e « consumer ».

■

Nuovo divisore di frequenza a 7 stadi

La SGS, Società Generale Semiconduttori, seguendo la sua politica di espansione nel campo di applicazioni per la elettronica civile, ha progettato un nuovo circuito integrato: divisore di frequenza a 7 stadi. Questo nuovo circuito integrato, nominato SAJ 210, è stato progettato per organi elettronici.

Su un'unica piastrina sono diffusi 7 flip-flop connessi in 5 gruppi separati (2+2+1+1+1), l'entrata e l'uscita sono accessibili esternamente. Il circuito usa la tecnica standard bipolare.

Le principali caratteristiche sono:

— grande dinamica di uscita

— vasta gamma di frequenza (da DC a 150 KHz)

— alta immunità al rumore (1.4 V)

— alta immunità di modulazione incrociata (70 dB tipica)

— protezione ai corti circuiti in uscita.

Il circuito può operare con una tensione di alimentazione massima di 14 V e la gamma di temperatura va da 0 a 70 °C. Il SAJ 210 è compatibile con la già nota famiglia di circuiti integrati della SGS ad alta immunità al rumore, H 100.

■

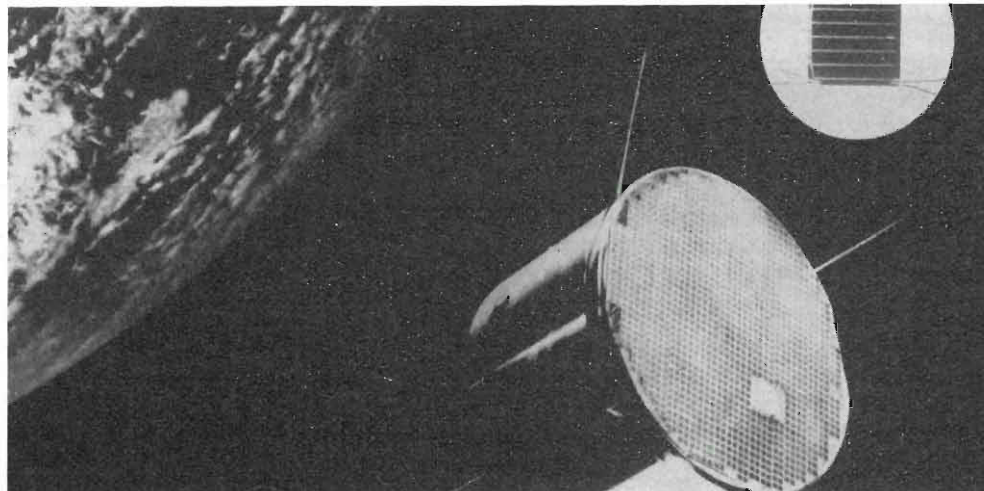
« Lettura strumentale » di un'opera d'arte.

Un originale esperimento televisivo si è concluso il 15 aprile u.s. a Ferrara presso il Centro Attività Visive del Palazzo dei Diamanti. Telecamere e monitors, concessi dalla Zanussi Elettronica, sono stati impiegati dal gruppo di ricerca OB, composto da Giuseppe Becca, Gianantonio Graziani e Antonio Marangoni.
Questi noti sperimentatori, con l'intervento di Pierre Restany e Pieraldo Rovassi, hanno utilizzato diapositive, proiezioni, registrazioni videomagnetiche e riprese televisive dal vivo, per consentire al pubblico la « lettura strumentale » di un'opera d'arte. Gli affreschi di Schifanoia sono stati così avvicinati, indagati, illustrati.
Il lavoro del gruppo OB è un chiaro esempio delle applicazioni del mezzo televisivo nella critica e nella didattica, per un sempre più vasto e proficuo incontro tra arte e massa.
L'apporto tecnico della Zanussi Elettronica è valso a sottoporre al controllo degli studiosi l'impiego dei nuovi sistemi televisivi che, in un auspicabile rinnovo delle strutture museografiche, possono giocare un ruolo importante per la diffusione della cultura e del turismo.

Rivestimenti trasparenti conduttori di elettricità per le superfici dei satelliti

Gli obbiettivi dell'astronautica portano ad una evoluzione continua delle tecnologie moderne. H. Kostlin dei Laboratori di Ricerca Philips di Aachen ha realizzato un rivestimento per il progetto di un satellite tedesco che è contemporaneamente conduttore di elettricità e pressoché trasparente alla luce solare.

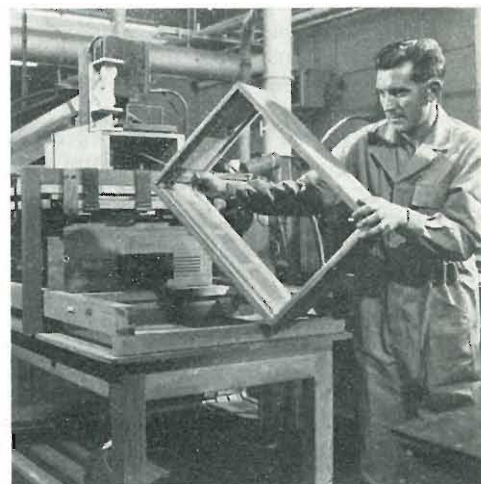
Ai satelliti artificiali per ricerche scientifiche si richiedono spesso misure dei campi elettrici e dei gradienti di campo nello spazio oppure la determinazione della densità ionica ed elettronica e le loro distribuzioni energetiche. Particelle elettricamente cariche sulla superficie del satellite possono disturbare queste misure. Questo è proprio il caso dei generatori solari, la cui superficie si carica rapidamente. Il rivestimento summenzionato è stato sviluppato per rimediare a questo inconveniente. Il generatore solare fornisce l'energia elettrica al satellite mediante la conversione diretta dell'energia solare. Tale generatore consiste di una grande quantità di dispositivi semiconduttori fotosensibili, denominati celle solari, che, collegate in modo da formare una grande struttura, coprono la maggior parte della superficie del satellite. L'irradiazione dei raggi solari fa salire la tensione di alcune decine di volt in prossimità della superficie del satellite. Le singole celle solari sono ricoperte da dischi di vetro di bassa conducibilità elettrica. Delle cariche elettriche possono accumularsi su questi dischi quale risultato della presenza di ioni e elettroni nello spazio. Le tensioni che si producono sulla superficie sono funzione dell'orientamento del satellite.

Questi effetti vengono evitati se le superfici di ciascun disco di vetro vengono collegate elettricamente, mediante un rivestimento, con la rimanente parte metallica del satellite. Il rivestimento conduttore realizzato per questo scopo soddisfa a questi requisiti. Esso soddisfa anche al secondario, ma essenziale, requisito di attenuare la luce solare non più del 2%. Codesto rivestimento è uno strato di ossido metallico che viene depositato mediante pirolisi, cioè per decomposizione termica di un composto di partenza, direttamente sul substrato, vale a dire il vetro della ricopertura. Dato che lo strato è estremamente sottile, vengono mantenute al minimo le perdite di trasparenza provocate dalla riflessione dovuta all'elevato indice di rifrazione del materiale. La conduttività elettrica richiesta si ottiene mediante l'aggiunta di una quantità relativamente elevata di un appropriato drogante. I contatti e i fili di collegamento vengono applicati mediante saldatura ad ultrasuoni.

Così come nella costruzione dei satelliti si soddisfa l'esigenza di « purezza magnetica » usando materiali adatti, qui la condizione della « ripartizione uniforme della tensione elettrica superficiale » può essere soddisfatta applicando questo rivestimento alle superfici di vetro del satellite.

E' evidente che strati conduttori ultrasottili di questo tipo troveranno anche altre utili applicazioni, per esempio come elettrodi nei dispositivi optoelettronici.

La ricerca sopra descritta è stata commissionata dal Ministero dell'Istruzione e della Scienza della Germania Occidentale.

Record per la produzione di un milione di mobili radio-TV in un anno

Per la prima volta nei suoi quarant'anni di vita lo stabilimento Philips di Roermond, Olanda, dove si producono mobili radio-TV, ha toccato il record di un milione di pezzi in un anno. La fabbrica, aperta nel lontano 1932 come sezione staccata della N.S.F. ad Hilversum, nel 1951-1952 è stata trasferita nell'attuale sede di Roermond dove nel '68 toccò la

produzione annuale di quattrocentomila pezzi.

La meccanizzazione e il diverso carattere dato ai mobili radio-TV hanno portato al marcatissimo incremento dei dati produttivi registrati negli ultimi anni. Nel milione di pezzi prodotti nell'anno record, sono compresi tutti i tipi di mobili TV, dai massicci contenitori destinati ai televisori a colori, ai più piccoli destinati ai giradischi.

■

Il nuovo multimetro digitale della Hewlett-Packard

La Hewlett-Packard ha posto sul mercato un nuovo tipo di multimetro digitale con indicatori numerici allo stato solido e precisione di laboratorio ad un prezzo praticamente uguale a quello dei corrispondenti strumenti di tipo analogico.

Il Multimetro Digitale HP 3469 A costa poco più di 500.000 lire ed è in grado di eseguire misure di valore medio della tensione alternata da 1 mV f.s. a 500 V in una gamma di frequenze compresa tra 20 Hz e 10 MHz; le misure di resistenza sulla portata più sensibile vanno da 1 Ω f.s. a 10 MΩ f.s.; il 3469 A è inoltre in grado di misurare tensioni continue comprese tra 100 mV e 1000 V f.s., e correnti continue da 1 μA a 100 mA f.s. Quando si vogliano misurare tensioni alternate, la precisione della lettura varia, in rapporto alla frequenza e alla portata, da ± 0,25% della lettura ± 0,25% della portata a ± 2,5% della lettura ± 2,5% della portata. Il tempo di risposta è di 2 secondi.

Il Multimetro HP 3469 A può misurare resistenze di valore compreso tra 1 Ω f.s. (nella portata più sensibile) e 10 MΩ f.s.; la precisione per queste misure dipende dalla portata e varia da ± 0,2% della lettura ± 0,2% della portata a 0,25 della lettura ± 1% della portata. La precisione per misure di tensione continua sulla portata 100 mV è ± 0,1% della lettura ± 0,2% della portata; sulle portate che vanno da 1 V a 1000 V la precisione è invece ± 0,1% della lettura e 0,1% della portata.

Sulle portate 100 mV e 1 V l'impedenza di ingresso è 100 MΩ che scende a 10 MΩ per portate da 10 V a 1000 V.

Il 3469 A indica automaticamente la polarità e, su tutte le portate, fornisce una protezione contro il sovraccarico.

La precisione per le misure di corrente è ± 0,2% della lettura ± 0,2% della portata.

Questo Multimetro Digitale HP 3469 A ha le cifre formate da matrici di diodi luminosi allo stato solido e costa praticamente quanto un corrispondente strumento di tipo analogico.

■

Interruttori e relé REED

Gli interruttori reed sono contatti sigillati in ampolla di vetro presentati in tre versioni: A - Standard; B - Miniatura; C - Subminiatura.

La chiusura dei contatti è ottenuta per effetto magnetico attraverso un magnete oppure una bobina. In quest'ultimo caso si tratta di veri relé, tipo «REED» le cui applicazioni sono numerose allo stesso titolo di relé classici.

Per ulteriori informazioni rivolgersi a: MISTRAL S.p.A. - 20125 Milano - Via M. Gioia 72.

Fiera specializzata internazionale del Film, della Televisione e Audiovisione (IFTA)

La Fiera Specializzata Internazionale del Film, della Televisione e Audiovisione (IFTA) avrà luogo dal 26 giugno al 1° luglio 1972 nel quartiere fieristico di Berlino presso il Funkturm. Il Comitato Consultivo dell'IFTA ha deliberato di accorciare di due giorni la durata di questa fiera specializzata in modo da ottenere una concentrazione nel tempo. Presso il quartiere fieristico è comunque possibile procedere alla proiezione di film a carattere commerciale durante l'intero arco di svolgimento del Festival Cinematografico di Berlino. La Fiera Specializzata Internazionale del Film, della Televisione e Audiovisione si svolgerà come manifestazione autonoma in concomitanza con il Festival Internazionale Cinematografico di Berlino. Essa è una fiera specializzata a livello internazionale riguardante i vari settori dell'industria cinematografica e televisiva e i corrispettivi settori dell'audiovisione dove non è consentito l'accesso di visitatori non qualificati.

I due punti di maggior rilevanza dell'IFTA sono da un lato l'acquisto e la vendita di film a soggetto, documentari e cortometraggi di ogni genere, dall'altro l'offerta di equipaggiamenti per studi, apparecchiature tecniche, accessori e materiale grezzo destinati ai settori del film, della televisione e audiovisione nonché al cinema.

Lunedì 26 giugno 1972, in occasione della cerimonia d'inaugurazione dell'IFTA, il neoeletto Presidente dell'Organizzazione Centrale dell'Industria Cinematografica Tedesca (SPIO e.V.), dott. Wolfram Engelbrecht, parlerà per il settore da lui rappresentato. Il culmine della mondanità, all'IFTA, sarà costituito dal ballo « Teatro di posa ». Tale ballo si svolgerà il 1° luglio 1972 presso il « Palais am Funkturm », che all'occasione avrà assunto, decorativamente parlando, le sembianze di un vero e proprio teatro di posa, sotto la regia dell'AMK di Berlino.

Ente Organizzatore della Fiera Specializzata Internazionale del Film, della Televisione e Audiovisione è l'AMK (Ausstellung- Messe- Kongreß-GmbH) die Berlino.

PER APPARECCHI - STRUMENTI - COMPONENTI RADIO E TELEVISIONE VI INDICHIAMO I SEGUENTI INDIRIZZI

**ACCESSORI
E PARTI STACCATE
PER RADIO E TV
TRANSISTORI**

ATES COMPONENTI ELETTRONICI S.p.A. - Milano
Via Tempesta, 2
Telefono 46.95.651 (4 linee)
Semicondutt. per tutte le applicazioni

---

emme esse

Antenne TV - Accessori vari
25025 MANERBIO (Brescia)
Telefono 93.83.19
Richiedere cataloghi

F.A.C.E. STANDARD - Milano
Viale Bodio, 33
Componenti elettronici ITT STANDARD

FANELLI - FILI - Milano
Via Aldini, 16
Telefono 35.54.484
Fili, cordine per ogni applicazione

ISOLA - Milano
Via Palestro, 4
Telefoni 795.551/4
Lastre isolanti per circuiti stampati

LIAR - Milano
Via Marco Agrate, 43
Tel. 530.273 - 530.873 - 530.924
Prese, spine speciali, zoccoli per tubi.

MALLORY

Pile al mercurio, alcaline manganese e speciali
Mallory Batteries s.r.l. - Milano
Via Catone, 3 - Telef. 3761888/890
Telex 32562

MISTRAL - Milano
Via Melchiorre Gioia, 72
Tel. 688.4103 - 688.4123

RADIO ARGENTINA - Roma
V. Torre Argentina, 47 - Tel. 565.989
Valvole, cinescopi, semicond., parti stacc. radio-TV, mater. elettronico e profess. Rich. listino.

seleco®
INDUSTRIE A. ZANUSSI S.p.A. – 33170 PORDENONE
radiotelevisione — elettronica civile
alta fedeltà e complementari

S G S - Agrate Milano
Diodi Transistori

SPRING ELETTRONICA
COMPONENTI
Di A. Banfi & C. - s.a.s.
BARANZATE (Milano)
Via Monte Spluga, 16
Tel. 990.1881 (4 linee)

THOMSON ITALIANA
Paderno Dugnano (Milano)
Via Erba, 1 - Tel. 92.36.91/2/3/4
Semiconduttori - Diodi - Transistori

VORAX - Milano
Via G. Broggi, 13
Telefono 222.451
(entrata negozio da via G. Jan)

ANTENNE

AUTOVOX - Roma
Via Salaria, 981
Telefono 837.091

BOSCH Impianti centralizzati d'antenna Radio TV
EL-FAU s.r.l. 20125 MILANO
VIA PERRONE DI S. MARTINO, 14 - TELEF. 60.02.97

FRINI ANTENNE

Cosruzioni antenne per: Radio - Autoradio - Transistor - Televisione e Componenti

FRINI ANTENNE

Cesate (Milano)
Via G. Leopardi - Tel. 99.55.271

NUOVA TELECOLOR S.r.l. - Milano
Via C Poerio 13
Tel. 706235 - 780101
ANTENNE KATHREIN

PRESTEL s.r.l.

antenne, amplificatori e materiali per impianti TV
20154 MILANO
Corso Sempione, 48 - Tel. 312.336

**APPARECCHIATURE
AD ALTA FEDELTA'
REGISTRATORI**

COSTRUZIONI
RADIOELETTRICHE

Rovereto (Trento)
Via del Brennero - Tel. 25.474/5

LARIR INTERNATIONAL - Milano
Viale Premuda, 38/A
Tel. 780.730 - 795.762/3

VIA SERBELLONI, 1 - 20122 MILANO
TEL. 799.951 - 799.952 - 799.953

Ortophonic
di SASSONE

Via B. Marcello, 10 - Tel. 202.250

MILANO

Ampl. Preampl. Alta fedeltà esecuz. 'mpianti.

R. B. ELETTRONICA di R. Barbaglia

Via Carnevali, 107

20158 Milano - Tel. 370.811

Radio e fonografia elettrocoba
Apparecchiature HIFI
elettroniche a transistori

COSTRUZIONI
ELETTROACUSTICHE
DI PRECISIONE

Direzione Commerciale: MILANO

Via Alberto Mario, 28 - Milano
Tel. 46.89.09

Stabil. e Amm.ne: REGGIO EMILIA
V. G. Notari - S. Maurizio - Tel. 40.141

RIEM - MILANO

Via dei Malatesta, 8

Telefono, 40.72.147

SOCIETA' ITALIANA
TELECOMUNICAZIONI
SIEMENS S.p.A.

Sede, direz. gen. e uffici:
20149 MILANO
P.le Zavattari, 12 - Tel. 4388

AUTORADIO
TELEVISORI
RADIOGRAMMOFONI
RADIO A TRANSISTOR

AUTOVOX - Roma

Via Salaria, 981
Telefono 837.091
Televisori, Radio, Autoradio

TELEVISORI RADIO
ELETTRODOMESTICI

IRT
IMPERIAL Radio e Televisori
Milano: Via G. B. Grassi, 98 - Tel: 35.70.941/4

CONDOR - Milano

Via Ugo Bassi, 23-A
Tel. 600.628 - 694.267

TRANSISTORS
STABILIZZATORI TV

Soc. in nome coll.
di Gino da Ros & C.
Via L. Cadorna
VIMODRONE (Milano)
Tel. 25.00.263 - 25.00.086 - 25.01.209

DUMONT

Radio and Television - S.p.A. Italiana

80122 - NAPOLI

Via Nevio, 102 d - Tel. 303500

EUROPHON - Milano

Via Mecenate, 86

Telefono 717.192

FARET - VOXSON - Roma

Via di Tor Corvara, 286

Tel. 279.951 - 27.92.407 - 27.90.52

MANCINI - Milano

Via Lovanio, 5

Radio, TV, Giradischi

NAONIS

INDUSTRIE A. ZANUSSI S.P.A. - PORDENONE
lavatrici televisori frigoriferi cucine

PHONOLA - Milano

Via Montenapoleone, 10

Telefono 70.87.81

RADIOMARELLI - Milano

Corso Venezia, 51

Telefono 705.541

ROBERT BOSCH S.p.A. - Milano

Via Petitti, 15

Autoradio Blaupunkt

Milano - Via Stendhal 45

Telefono 4225911

Televisori componenti radio

ELECTRONICS
Fono - Radio
Mangiadischi
Complessi stereofonici
LECCO
Via Belvedere, 48
Tel. 27388

ULTRAVOX - Milano

Viale Puglie, 15

Telefono 54.61.351

BOBINATRICI

PARAVICINI - Milano

Via Nerino, 8

Telefono 803.426

CONDENSATORI

DUCATI ELETTROT. MICROFARAD
Bologna
Tel. 400.312 (15 linee) - Cas. Post. 588

ICAR - MILANO
Corso Magenta, 65
Tel. 867.841 (4 linee con ricerca aut.)

GIOGHI DI DEFLESSIONE TRASFORMATORI DI RIGA E.A.T. TRASFORMATORI

C E A - Elettronica

GROPELLO CAIROLI (Pavia)

Via G. B. Zanotti

Telefono 85 114

ICAR - Milano
Corso Magenta, 65
Tel. 867.841 (4 linee con ricerca aut.)

LARE - Cologno Monzese (Milano)

Via Piemonte, 21

Telefono 2391 (da Milano 912-2391)

Laboratorio avvolgim. radio elettrici

GIRADISCHI AMPLIFICATORI ALTOPARLANTI E MICROFONI

LENCO ITALIANA S.p.A.
60027 Osimo (Ancona) Tel. 72803
giradischi e complessi Hi-Fi - meccaniche per mangianastri - micromotori a c.c. e c.a.

PHILIPS - Milano

Piazza IV Novembre, 6 - Tel. 69.94

Giradischi

COSTRUZIONI
ELETTROACUSTICHE
DI PRECISIONE

Direzione Commerciale: MILANO
Via Alberto Mario, 28 - Milano
Tel. 46.89.09
Stabilim. e Amm.ne: REGGIO EMILIA
V. G. Notari - S. Maurizio - Tel. 40.141

RIEM - Milano
Via dei Malatesta, 8
Telefono, 40.72.147

SOCIETA' ITALIANA
TELECOMUNICAZIONI
SIEMENS S. p. A.
Sede, direz. gen. e uffici:
20149 MILANO
P.le Zavattari, 12 - Tel. 4388

GRUPPI DI A. F.

LARES - Componenti Elettronici S.p.A.
Paderno Dugnano (Milano)
Via Roma, 92

PHILIPS - Milano
Piazza IV Novembre, 3
Telefono 69.94

RICAGNI - Milano
Via Mecenate, 71
Tel. 504.002 - 504.008

POTENZIOMETRI

ICAR - Milano
Corso Magenta, 65
Tel. 867.841 (4 linee con ricerca aut.)

LIAR - Milano

Via Marco Agrate, 43

Tel. 530.273 - 530.873 - 530.924

RESISTENZE

RE.CO S.r.l. FABB. RESISTENZE
Via Regina Elena, 10 - Tel. (035) 901003
24030 MEDOLAGO (Bergamo)

RAPPRESENTANZE ESTERE

Ing. S. e Dr. GUIDO BELOTTI - Milano

Piazza Trento, 8 - Tel. 542.051/2/3

Strumenti di misura

Weston - Biddle - Sangamo Electric - Tinsley - Evershed & Vignoles - Wayne Kerr - Felten & Guilleaume

---

LARIR INTERNATIONAL - Milano

Viale Premuda, 38/A
Tel. 780.730 - 795.762/3

SILVERSTAR - Milano

Via dei Gracchi, 20
Tel. 46.96.551

SIPREL - Milano

Via S. Simpliciano 2 - Tel. 861.096/7

Complessi cambiadischi Garrard, valigie grammofoniche Suprovox

STABILIZZATORI DI TENSIONE

LARE - Cologno Monzese (Milano)

Via Piemonte, 21

Telefono 2391 (da Milano 912-239)

Laboratorio avolgim. radio elettrice

MILANO ICE ITALY

Supertester 680 R / ATTENZIONE R come Record !!

II SERIE CON CIRCUITO RIBALTABILE!!

4 Brevetti Internazionali - Sensibilità 20.000 ohms x volt

STRUMENTO A NUCLEO MAGNETICO schermato contro i campi magnetici esterni!!!
Tutti i circuiti Voltmetrici e amperometrici di questo nuovissimo modello 680 R montano **RESISTENZE A STRATO METALLICO** di altissima stabilità con la **PRECISIONE ECCEZIONALE DELLO 0,5%!!**

IN QUESTA NUOVA SERIE IL CIRCUITO STAMPATO PUÒ ESSERE RIBALTATO SENZA ALCUNA DISSALDATURA E CIÒ PER FACILITARE L'EVENTUALE SOSTITUZIONE DI QUALSIASI COMPONENTE!

Record di ampiezza del quadrante e minimo ingombro! (mm. 128x95x32)
Record di precisione e stabilità di taratura! (1% in C.C. - 2% in C.A.!)
Record di semplicità, facilità di impiego e rapidità di lettura!
Record di robustezza, compattezza e leggerezza! (300 grammi)
Record di accessori supplementari e complementari! (vedi sotto)
Record di protezioni, prestazioni e numero di portate!

10 CAMPI DI MISURA E 80 PORTATE !!!

VOLTS C.A.: 11 portate: da 2 V. a 2500 V. massimi.
VOLTS C.C.: 13 portate: da 100 mV. a 2000 V.
AMP. C.C.: 12 portate: da 50 μA a 10 Amp.
AMP. C.A.: 10 portate: da 200 μA a 5 Amp.
OHMS: 6 portate: da 1 decimo di ohm a
Rivelatore di 100 Megaohms.
REATTANZA: 1 portata: da 0 a 10 Megaohms.
CAPACITA': 6 portate: da 0 a 500 pF - da 0 a 0,5 μF e da 0 a 50.000 μF in quattro scale.
FREQUENZA: 2 portate: da 0 a 500 e da 0 a 5000 Hz.
V. USCITA: 9 portate: da 10 V. a 2500 V.
DECIBELS: 10 portate: da — 24 a + 70 dB.

Inoltre vi è la possibilità di estendere ancora maggiormente le prestazioni del **Supertester 680 R** con accessori appositamente progettati dalla I.C.E. Vedi illustrazioni e descrizioni più sotto riportate.
Circuito elettrico con speciale **dispositivo per la compensazione degli errori dovuti agli sbalzi di temperatura.**
Speciale bobina mobile studiata per un pronto smorzamento dell'indice e quindi una rapida lettura. Limitatore statico che permette allo strumento indicatore ed al raddrizzatore a lui accoppiato, di poter sopportare sovraccarichi accidentali od erronei anche **mille** volte superiori alla portata scelta!!!

IL TESTER PER I TECNICI VERAMENTE ESIGENTI !!!

Strumento antiurto con speciali sospensioni elastiche. Fusibile, con cento ricambi, a protezione errate inserzioni di tensioni dirette sul circuito ohmetrico. Il marchio « I.C.E. » è garanzia di superiorità ed avanguardia assoluta ed indiscussa nella progettazione e costruzione degli analizzatori più completi e perfetti.
PREZZO SPECIALE propagandistico **L. 14.850** franco nostro stabilimento completo di puntali, pila e manuale d'istruzione. Per pagamenti all'ordine, od alla consegna, **omaggio del relativo astuccio** antiurto ed antimacchia in resinpelle speciale resistente a qualsiasi strappo o lacerazione. Detto astuccio da noi **BREVETTATO** permette di adoperare il tester con un'inclinazione di 45 gradi senza doverlo estrarre da esso, ed un suo doppio fondo non visibile, può contenere oltre ai puntali di dotazione, anche molti altri accessori. Colore normale di serie del **SUPERTESTER 680 R:** amaranto; a richiesta: grigio.

ACCESSORI SUPPLEMENTARI DA USARSI UNITAMENTE AI NOSTRI "SUPERTESTER 680"

PROVA TRANSISTORS E PROVA DIODI *Transtest* **MOD. 662 I.C.E.** Esso può eseguire tutte le seguenti misure: Icbo (Ico) - Iebo (Ieo) - Iceo - Ices - Icer - Vce sat - Vbe hFE (β) per i TRANSISTORS e Vf - Ir per i diodi. Minimo peso: 250 gr. - Minimo ingombro: 128 x 85 x 30 mm. - **Prezzo L. 8.200** completo di astuccio - pila - puntali e manuale di istruzione.

VOLTMETRO ELETTRONICO con transistori a effetto di campo (FET) **MOD. I.C.E. 660.** Resistenza d'ingresso = 11 Mohm - Tensione C.C.: da 100 mV. a 1000 V. - Tensione picco-picco: da 2,5 V. a 1000 V. - Ohmetro: da 10 Kohm a 10000 Mohm - Impedenza d'ingresso P.P = 1,6 Mohm con circa 10 pF in parallelo - Puntale schermato con commutatore incorporato per le seguenti commutazioni: V-C.C.; V-picco-picco; Ohm. Circuito elettronico con doppio stadio differenziale. - **Prezzo netto propagandistico L. 14.850** completo di puntali - pila e manuale di istruzione.

TRASFORMATORE I.C.E. MOD. 616 per misure amperometriche in C.A. Misure eseguibili: 250 mA. - 1-5-25-50 e 100 Amp. C.A. - Dimensioni 60 x x 70 x 30 mm. - Peso 200 gr. **Prezzo netto L. 4.800** completo di astuccio e istruzioni.

AMPEROMETRO A TENAGLIA *Amperclamp* per misure amperometriche immediate in C.A. senza interrompere i circuiti da esaminare - 7 portate: 250 mA. - 2,5-10-25-100-250 e 500 Amp. C.A. - Peso: solo 290 grammi. Tascabile! - **Prezzo L. 9.400** completo di astuccio, istruzioni e riduttore a spina Mod. 29.

PUNTALE PER ALTE TENSIONI MOD. 18 I.C.E. (25000 V. C.C.)

Prezzo netto: L. 3.600

LUXMETRO MOD. 24 I.C.E. a due scale da 2 a 200 Lux e da 200 a 20.000 Lux. Ottimo pure come esposimetro!!

Prezzo netto: L. 4.800

SONDA PROVA TEMPERATURA istantanea a due scale: da — 50 a + 40 °C e da + 30 a + 200 °C

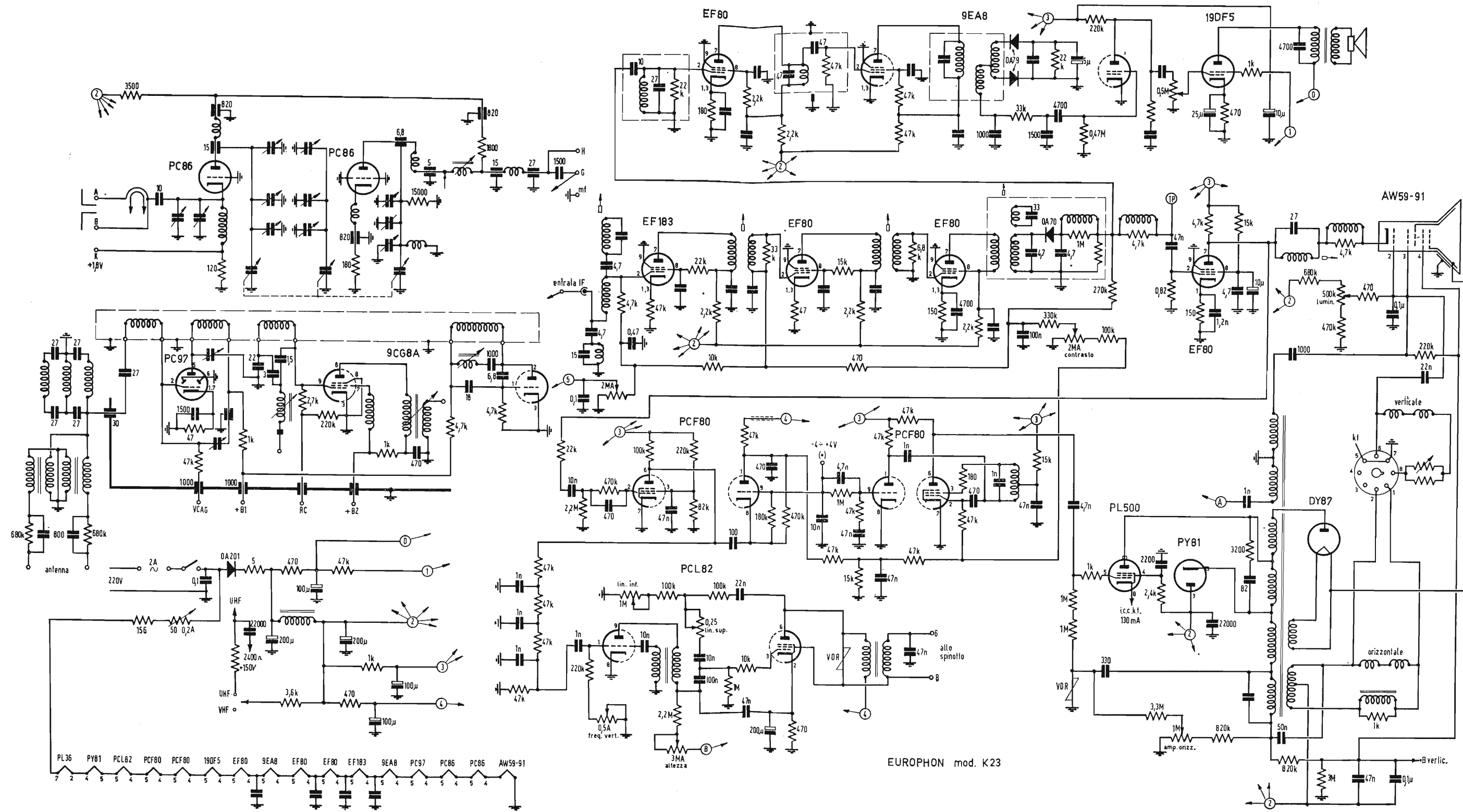
Prezzo netto: L. 8.200

SHUNTS SUPPLEMENTARI (100 mV.) **MOD. 32 I.C.E.** per portate amperometriche: 25-50 e 100 Amp. C.C.

Prezzo netto: L. 2.900 cad.

OGNI STRUMENTO I.C.E. È GARANTITO.
RICHIEDERE CATALOGHI GRATUITI A: **I.C.E.** **VIA RUTILIA, 19/18 20141 MILANO - TEL. 531.554/5/6**

Archivio schemi

TV mod. K 23

Schema elettrico del ricevitore di TV europhon mod. K 23